SIEMENS

HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1962

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

SIEMENS

HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1962

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltunterlagen und Beschreibungen sollen an Hand von Beispielen die vielfältigen Möglichkeiten der Anwendung von Halbleiter-Bauelementen zeigen. Um eine gute Übersicht zu schaffen, wurden gleichartige Anwendungsfälle in Gruppen zusammengefaßt.
Für die Schaltungen wird keine Gewähr einer möglichen Patentverletzung übernommen.

1. Auflage

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
1. Niederfrequenz-Verstärker	
Verstärker mit Eintakt-Endstufe für 2,5 W Batteriespannung 7 V	6
Verstärker mit Eintakt-Endstufe für 2 W Batteriespannung 30 V	9
Verstärker mit Eintakt-Endstufe für 4 W Batteriespannung 30 V	15
Aussteuerungsanzeige für Tonbandverstärker	16
Niederfrequenz-Endstufe für 1 W	18
Eisenloser Niederfrequenz-Verstärker für 4 W	19
2. Zerhacker und Oszillatoren	
Gleichspannungswandler für eine niedrige Batteriespannung	21
Zerhacker zum Betrieb eines Läutwerkes	23
Zerhacker für eine 4 W-Leuchtstofflampe	23
Oszillator für 50 kHz	24
Der Sperrschwinger	25
Berechnung eines Sperrschwingers im Durchlaßbetrieb	28
Berechnung eines Sperrschwingers im Sperrbetrieb	31
Hochspannungsblinker	33
Oszillator zum Betrieb einer Sirene	33
3. Multivibratoren	
Impulsgeber	36
Blinkschaltung mit Glimmlampen für 220 V	37
Ansprechverzögerung	38
Verzögerungsschaltung	40
4. Photoverstärker	
Verstärker für Lochstreifenabtastung	43
Photoelektrische Schaltverstärker	45

Seite

5. Schaltverstärker

Gegentakt-Schaltverstärker 47
Lampenschalter 48
Schaltverstärker mit konstanter Empfindlichkeit 49

6. Steuer und Regelschaltungen

Spannungsüberwachung 51
Drehzahlregelung von Kleinmotoren 53
Elektronische Zähleinheit mit Vorwahl und Schaltverstärker 53
Zählkette für 100 kHz 56

7. Digitale Schaltungen

7.1. Multivibratoren 60

Starter 60
Fortschalter 64
Fortschalter und Gedächtnis 67
Monostabiler Multivibrator 68
Astabile Kippschaltung als Zeitgeber 70

7.2. Schaltverstärker 70

Anzeigeverstärker 72
Impulsverstärker 72
Schaltverstärker-Kaskade 74
Impulsweiche 76

7.3. Gatter 78

8. Geregelte Netzgeräte

Kurzschlußsicheres Netzgerät mit Serienregelung 80
Netzgerät mit Parallelregelung 84

9. Hochfrequenz-Schaltungen

Stabilisierung des Arbeitspunktes von HF-Transistoren 86
Transistoroszillator für 27 MHz 89
Verstärker für 40 MHz 90
FM-Modulierter Sender für 152 MHz 92
VHF-Tuner mit 2 Transistoren 93
VHF-Tuner mit 3 Transistoren und einem Regelnetzwerk 95

1. Niederfrequenz-Verstärker

Transistoren bieten in NF-Verstärkern vor allem bei niedrigen Batteriespannungen große Vorteile, da die sehr geringe Restspannung der Transistoren gute Wirkungsgrade ermöglicht.
Für die am meisten verwendete Schaltungsart bei NF-Endstufen, der Gegentakt-B-Schaltung, wurden in früheren Heften bereits ausführliche Angaben gemacht.
Die Verbesserung der Wärmeableitung bei NF-Leistungstransistoren macht es grundsätzlich möglich, NF-Endstufen auch für höhere Ausgangsleistungen im Eintakt-A-Betrieb zu verwirklichen. Die Nachteile des Eintaktbetriebes sind bekannt: Der Wirkungsgrad ist besonders bei kleinen Aussteuerungen sehr klein, weil immer der für Vollaussteuerung erforderliche Arbeitspunkt eingestellt bleibt. Dies führt vor allem bei kleinen Signalen zu einer hohen, an den Transistoren verbleibende Verlustleistung und es müssen große Kühlbleche verwendet werden.
Der Ausgangsübertrager muß wegen der Gleichstrom-Vormagnetisierung größer sein als bei Gegentakt-B-Stufen gleicher Leistung.
Ein Vorteil des Eintakt-A-Betriebes ist jedoch der kleine Klirrfaktor, der insbesondere bei geringer Aussteuerung erreicht werden kann.
Trotz der Symmetrie-Bedingungen, die an Transistoren für den Gegentaktbetrieb gestellt werden, treten in Gegentakt-B-Stufen sogenannte B-Verzerrungen auf, die sich besonders bei geringer Aussteuerung bemerkbar machen.

Verstärker mit Eintakt Endstufe für 2,5 W

Batteriespannung 7 V

Bei dem NF-Verstärker nach Bild 1.1 kann ein verhältnismäßig kleiner Ausgangsübertrager verwendet werden, da er als Spartransformator ausgeführt ist. An den Ausgangsklemmen liegt eine Gleichspannung von maximal 0,3 V, was keine wesentliche Beeinflussung der Membran-Vorspannung zur Folge hat.
Mit einer eigenen Wicklung des Ausgangstransformators (n_3) wird eine Gegenkopplungsspannung gewonnen, die dem Emitterkreis der Treiberstufe zugeführt wird und eine Verringerung des Klirrfaktors zur Folge hat. Der Treibertransformator soll in einer ganz bestimmten Weise angeschlossen werden, weil dadurch die Auswirkung der Kennlinienkrümmung des Treiber- und des Endtransistors zumindest teilweise kompensiert wird. Die günstige Polung des Treibertransformators ist im Schaltbild angegeben.
Die Höhe des Klirrfaktors bei einer Ausgangsleistung von 1 W ist im Bild 1.2 in Abhängigkeit von der Frequenz eingetragen. Im gleichen Diagramm kann auch der Frequenzgang der ganzen Anordnung abgelesen werden. Auf der Ordinate ist die Amplitude der Ausgangsspannung aufgetragen, bezogen auf eine Ausgangsleistung von 1 W bei einer Frequenz von 1 kHz.
Um die Verschiebung des Arbeitspunktes bei einer Änderung der Versorgungsspannung zu vermindern, wurde die Basisspannung für den Endtransistor durch

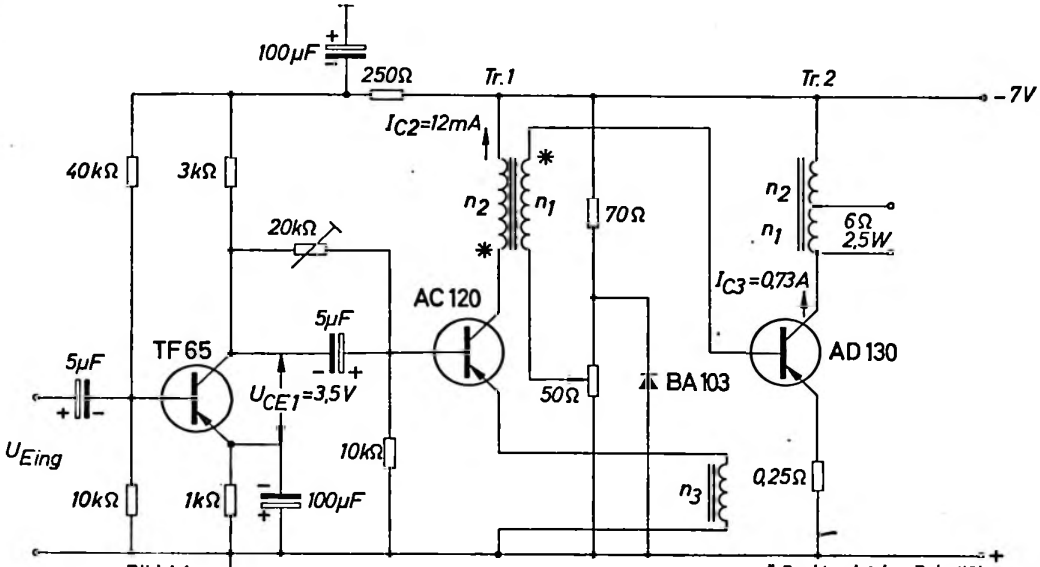
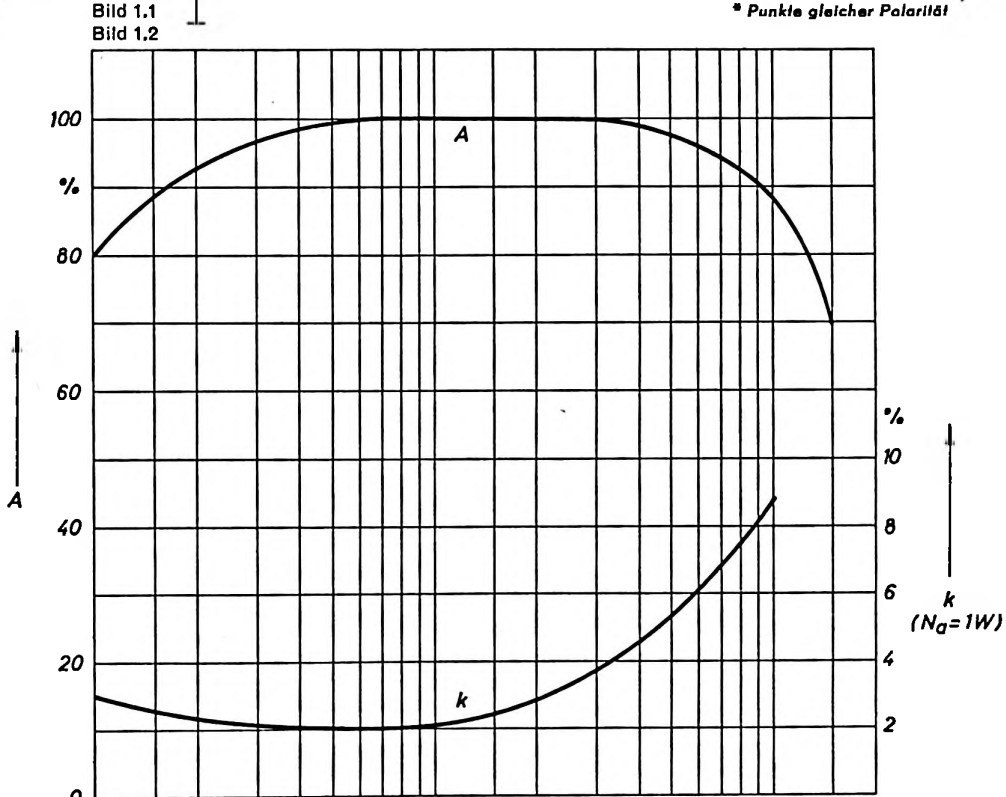


Bild 1.1
Bild 1.2



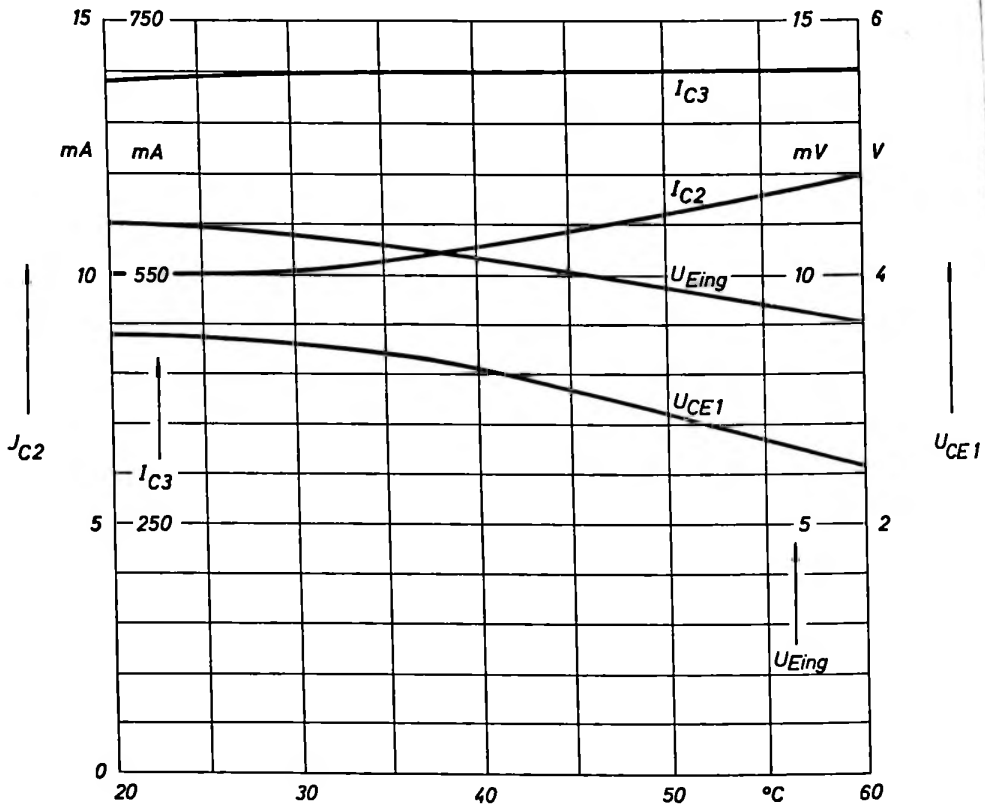


Bild 1.3

eine in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdiode konstant gehalten. Dadurch steigt der eingestellte Kollektorstrom bei einer Änderung der Batteriespannung von 6 auf 8 V nur um etwa 15%.

Die Höhe der Durchlaßspannung einer Siliziumdiode ist temperaturabhängig. Sie wird kleiner bei steigender Temperatur. Dies führt dazu, daß in der hier beschriebenen Schaltungsanordnung auch eine Stabilisierung des eingestellten Kollektorstromes bei Temperaturänderung erreicht wird. Die Abhängigkeit des Arbeitspunkt-Stromes der Endstufe von der Temperatur ist im Bild 1.3 angegeben (I_{C3}).

Im gleichen Bild sind auch noch die Verschiebung des Arbeitspunktes der Vor- und der Treiberstufe und die Änderung der für Vollaussteuerung erforderlichen Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Temperatur eingetragen.

Am Endstufen-Transistor verbleibt dann die höchste Verlustleistung, wenn keine NF-Aussteuerung erfolgt. Sie hat dann die doppelte Größe der maximal erzielbaren NF-Ausgangsleistung, beträgt also im vorliegenden Faile etwa 5 W.
Je nachdem, welche Temperaturdifferenz für die Abführung der Verlustwärme vom Kühlblech an die Umgebungsluft zur Verfügung steht, muß das Kühlblech eine ganz bestimmte Größe haben. Bei einer Differenz von 10 °C ist ein Kühlblech mit einer Fläche von 330 cm² zu verwenden. Wenn die Umgebungstemperatur nicht sehr hoch werden kann und zum Beispiel eine Temperaturdifferenz von 20 °C zugelassen werden kann, so kommt man mit einem Kühlblech von der halben Größe aus. Bei der Ermittlung der Temperaturdifferenz muß berücksichtigt werden, daß das Transistorsystem immer wärmer ist als das Transistorgehäuse bzw. das Kühlblech. Diese Temperaturdifferenz kann mit Hilfe der Verlustleistung und des für jeden Transistors im Datenblatt angegebenen Wärmewiderstandes ermittelt werden.
Die vorliegende Anordnung darf bis zu einer Umgebungstemperatur von etwa 65 °C betrieben werden, wenn der Transistor AD 130 mit einer Glimmer-Isolation auf ein Kühlblech von 330 cm² montiert wird.

Technische Daten

Batteriespannung	7 V (5,5 bis 8 V)
Ausgangsleistung	2,5 W
Lastwiderstand	6 Ω
Frequenzbereich	80 Hz bis 15 kHz (3 dB bezogen auf 1 kHz)
Empfindlichkeit	1 mV (für Na = 50 mW)
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	< 11 mV

Transformatoren

Tr. 1: El 38/14 Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L; gleichsinnig geschichtet

n_1 = 250 Wdg 0,25 CuL
n_2 = 1500 Wdg 0,12 CuL

Tr. 2: El 48/16 Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,15 L; gleichsinnig geschichtet

n_1 = 130 Wdg 0,65 CuL
n_2 = 28 Wdg 0,65 CuL
n_3 = 5 Wdg 0,3 CuL

Verstärker mit Eintakt Endstufe für 2W

Batteriespannung 30 V

Die Verwendung von hohen Versorgungsspannungen für NF-Verstärker bringt eine Reihe von Vorteilen. Der Spitzenwert des Kollektorwechselstromes ist kleiner als bei Verstärkern gleicher Leistung, die mit niedriger Batteriespannung

betrieben werden. Dadurch wird der Einfluß der Kennlinienkrümmung auf die Verzerrung des Ausgangssignals geringer. Wird die Versorgungsspannung mit einem Netzgerät erzeugt, so ist die Siebung um so einfacher und billiger, je kleiner der maximal entnommene Strom ist.

Die Leistungsverstärkung der Transistoren steigt mit der Batteriespannung. Im Niederfrequenzgebiet hat der Ausgangswiderstand eines Transistors in Emitterschaltung immer einen viel höheren Wert als der Arbeitswiderstand. Je höher nun die Batteriespannung ist, um so größer kann der Wert des Arbeitswiderstandes werden bei gleicher Ausgangsleistung. Die Spannungsverstärkung ist abhängig vom Verhältnis zwischen Eingangswiderstand und Lastwiderstand. Ein höherer Wert des Arbeitswiderstandes ergibt auch eine größere Spannungsverstärkung und damit Leistungsverstärkung.

Bei Verstärkern, die mit einer hohen Batteriespannung betrieben werden, kann deshalb eine starke Gegenkopplung vorgesehen werden, ohne dabei die Gesamtverstärkung gegenüber einem Verstärker mit niedriger Betriebsspannung zu verringern.

Die obere Grenze für die Höhe der Versorgungsspannung wird durch die für die Transistoren zulässige Sperrspannung festgelegt. In einer NF-Verstärkerstufe mit Ausgangsübertrager tritt am Kollektor des Transistors eine Sperrspannung auf, die doppelt so hoch ist wie die Batteriespannung.

Für solche Verstärkerstufen mit Germaniumtransistoren soll die Batteriespannung nicht höher als 30 V gewählt werden.

Das Bild 1.4 zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers, bestehend aus Vorstufe, Treiberstufe und Eintakt-A-Endstufe mit einer Ausgangsleistung von 2 W. Die Batteriespannung beträgt 30 V.

Sowohl in der Treiberstufe, wie auch in der Endstufe ist eine starke Gegenkopplung vorgesehen.

Die Kollektorspannung an den Transistoren der Vorstufe und der Treiberstufe ist mit Hilfe von Emitterwiderständen so weit herabgesetzt, daß hier Transistoren mit kleinerer Sperrspannung verwendet werden können. Gleichzeitig erreicht man damit eine gute Stabilisierung des Gleichstrom-Arbeitspunktes gegenüber Temperaturschwankungen.

Auch im Emitterkreis der Endstufe wurde ein Widerstand mit einem verhältnismäßig hohen Wert angeordnet, der zusammen mit dem niederohmigen Spannungsteiler an der Basis eine gute Arbeitspunktstabilisierung ergibt. Dies ist hier besonders wichtig, weil jede Stromerhöhung ein starkes Ansteigen der Verlustleistung am Transistor, besonders im Leerlaufbetrieb, zur Folge hat.

Der Endstufen-Transistor muß gut gekühlt werden. Die Größe des erforderlichen Kühlblechs ist abhängig davon, mit welcher höchsten Umgebungstemperatur im Betrieb gerechnet werden muß. Die Nennlast am Transistor beträgt im Leerlauf 5,3 W. Der Eingangsübertrager soll so angeschlossen werden, daß sich die von den Gleichströmen durch die Wicklungen n_1 und n_2 hervorgerufenen Vormagnetisierungen in ihrer Wirkung kompensieren.

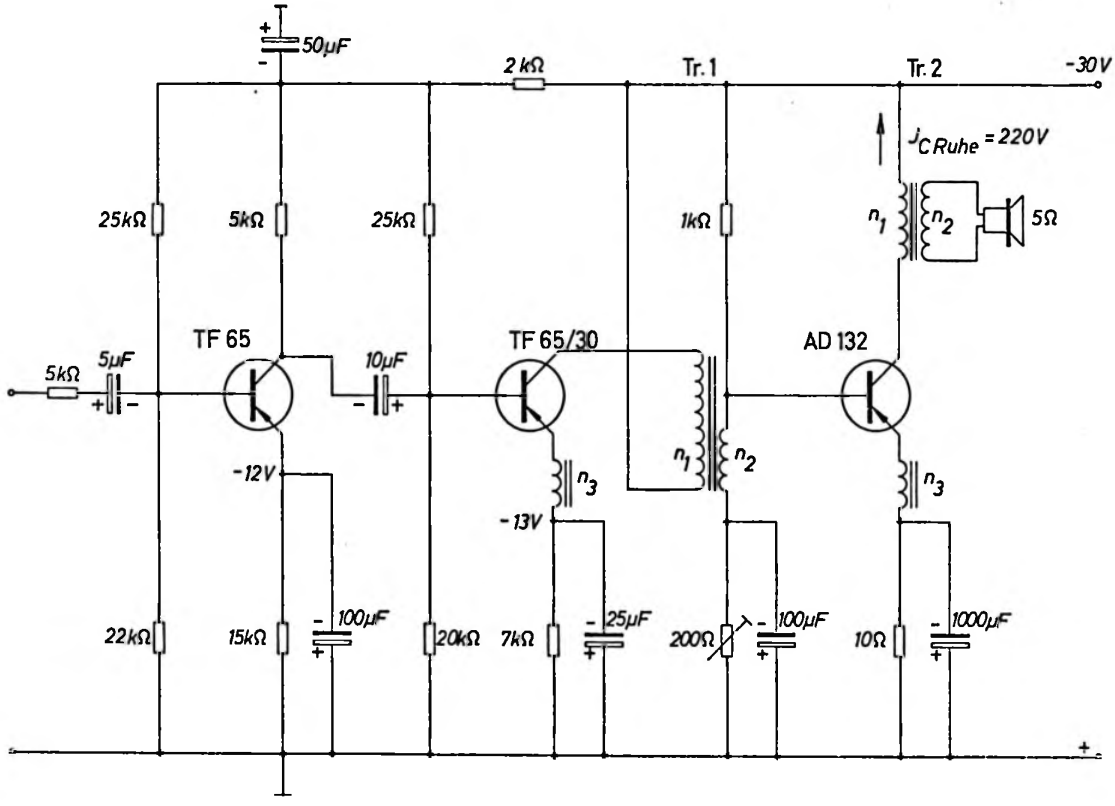

50µF
2 kΩ
Tr. 1
Tr. 2
-30 V
$J_{C\,Ruhe}$ = 220 V
25kΩ
5kΩ
25kΩ
1kΩ
n_1
n_2
5Ω
TF 65
TF 65/30
AD 132
5kΩ
5µF
10µF
-12V
n_3
n_1
n_2
n_3
-13V
22kΩ
15kΩ
100µF
20kΩ
7kΩ
25µF
200Ω
100µF
10Ω
1000µF

Bild 1.4

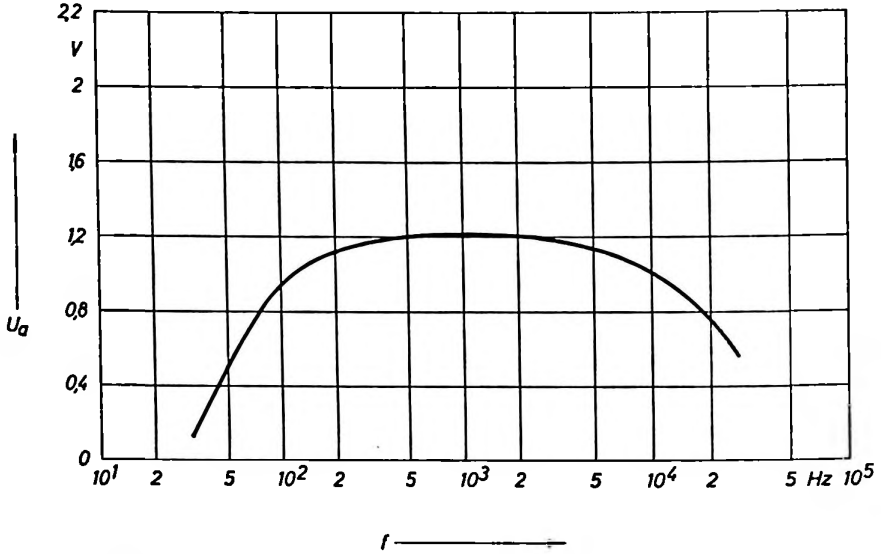


Bild 1.5

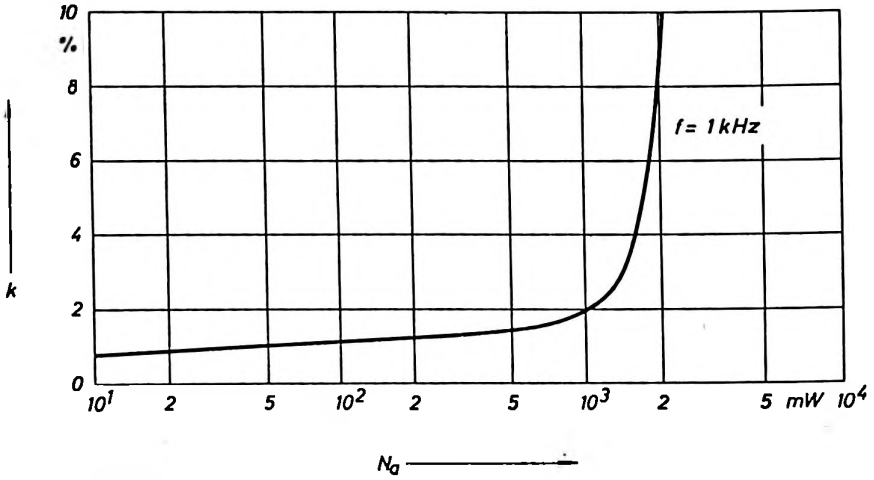


Bild 1.6

Das Bild 1.5 zeigt die Frequenzabhängigkeit der Amplitude der Ausgangsspannung (ohne Vorstufen), das Bild 1.6 gibt die Höhe des Klirrfaktors in Abhängigkeit der Ausgangsleistung an.

Technische Daten

Batteriespannung		30 V
Batteriestrom		250 mA
Ausgangsleistung		2 W
Frequenzbereich		70 Hz bis 16 kHz (3 dB bezogen auf 1 kHz)
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	<	5 mV
Rauschabstand bei offenem Eingang (Vorstufe: TF 65 rauscharm)	>	60 dB

Transformatoren

Tr. 1: EI 30/10, Dyn.-Bl. IV/0,35; o.L; wechselsinnig geschichtet

n_1 = 2400 Wdg 0,06 CuL
n_2 = 240 Wdg 0,18 CuL
n_3 = 20 Wdg 0,1 CuL

Tr. 2: EI 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,2 mm L; gleichsinnig geschichtet

n_1 = 500 Wdg 0,22 CuL
n_2 = 130 Wdg 0,4 CuL
n_3 = 15 Wdg 0,22 CuL

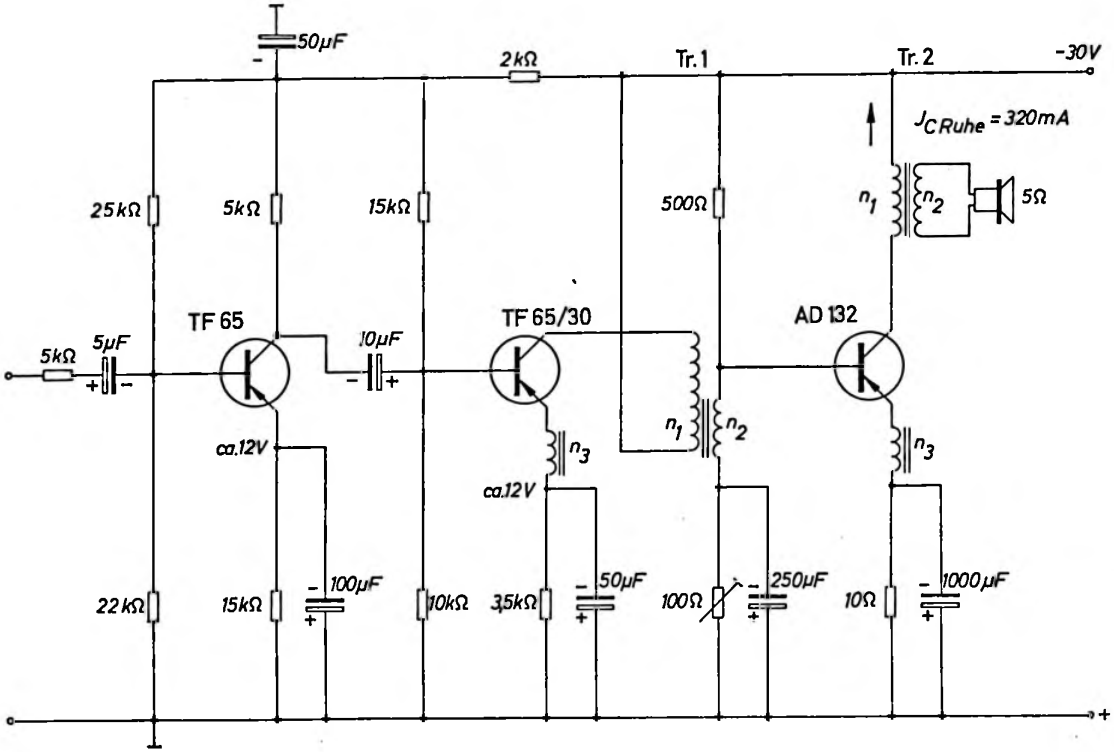

50µF
2kΩ
Tr. 1
Tr. 2
-30V
$J_{C\,Ruhe}$ = 320mA
25kΩ
5kΩ
15kΩ
500Ω
n_1
n_2
5Ω
TF 65
TF 65/30
AD 132
5kΩ
5µF
10µF
ca.12V
n_3
ca.12V
n_1
n_2
n_3
22kΩ
15kΩ
100µF
10kΩ
3,5kΩ
50µF
100Ω
250µF
10Ω
1000µF
+

Bild 1.7

Verstärker mit Eintakt Endstufe für 4 W

Batteriespannung 30 V

Das Bild 1.7 zeigt eine Abwandlung der oben beschriebenen Schaltung für eine Ausgangsleistung von 4 W. Den Frequenzgang zeigt das Bild 1.8, die Höhe des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung das Bild 1.9.

Bild 1.8

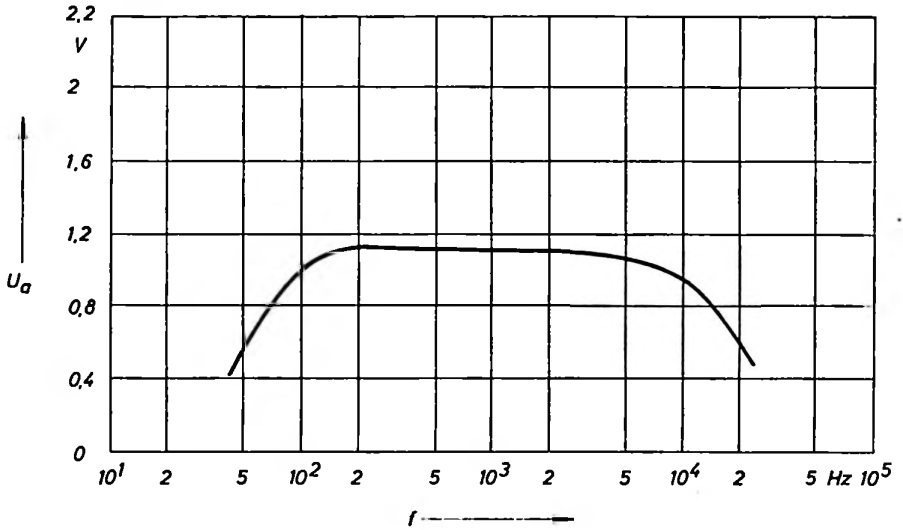
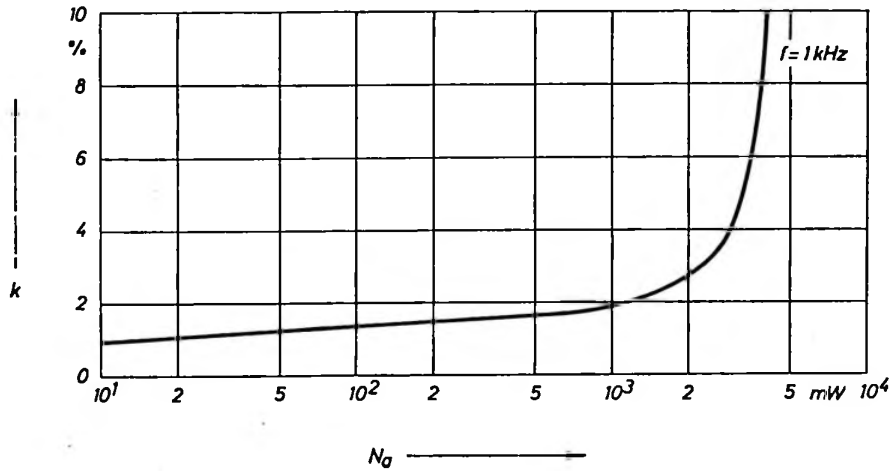


Bild 1.9



Technische Daten

Batteriespannung		30 V
Batteriestrom		400 mA
Ausgangsleistung		4 W
Frequenzbereich		70 Hz bis 15 kHz
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	<	9 mV
Rauschabstand bei offenem Eingang (Vorstufe TF 65 rauscharm)	>	60 dB

Transformatoren

Tr. 1: El 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L.; wechselsinnig geschichtet

n_1 = 3600 Wdg 0,08 CuL
n_2 = 300 Wdg 0,25 CuL
n_3 = 25 Wdg 0,25 CuL

Tr. 2: El 54/18, Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,4 mm L; gleichsinnig geschichtet

n_1 = 350 Wdg 0,4 CuL
n_2 = 92 Wdg 0,75 CuL
n_3 = 9 Wdg 0,4 CuL

Aussteuerungsanzeige für Tonbandverstärker

Tonbandverstärker mit Transistoren werden mit einer niedrigen Batteriespannung betrieben. Für die übliche Aussteuerungs-Anzeigeröhre müßte eine eigene Stromversorgung vorgesehen werden. Es ist daher naheliegend, eine einfache und billige Anzeige-Anordnung zu suchen, die mit einer niedrigen Spannung gespeist werden kann.
Diese Aufgabe erfüllt zum Beispiel ein µA-Instrument. Es kann jedoch nicht in allen Fällen ein solches verwendet werden, sei es aus Preisgründen oder wegen der geringen Erschütterungsfestigkeit.
Das Bild 1.10 zeigt die Schaltung einer Aussteuerungsanzeige mit Transistoren und einer Glühlampe. Solange die Eingangsspannung einen einstellbaren Wert nicht überschreitet, brennt die Lampe. Steigt die Spannung auch nur kurzzeitig über diesen Wert an (> 250 mV), so spricht der monostabile Multivibrator an und die Lampe verlischt für kurze Zeit. Sie bleibt so lange dunkel, bis der Multivibrator nach Ablauf der Verzögerungszeit (etwa 0,3 s) wieder in die Ausgangslage zurückkehrt. Diese Impulsverlängerung ist erforderlich, damit auch kurze Aussteuerungsspitzen registriert werden.
Eine kontinuierliche Anzeige ist also mit dieser Anordnung nicht möglich. Sie bietet aber trotzdem einen ausreichenden Schutz gegen Übersteuerung bei der Aufnahme von Musik oder Sprache auf Tonbänder. Bei häufiger Übersteuerung flackert die Lampe.
Wenn das ständige Leuchten der Glühlampe stört z. B. wegen des hohen Stromverbrauchs, so kann die Schaltung nach Bild 1.11 verwendet werden. Hier ist

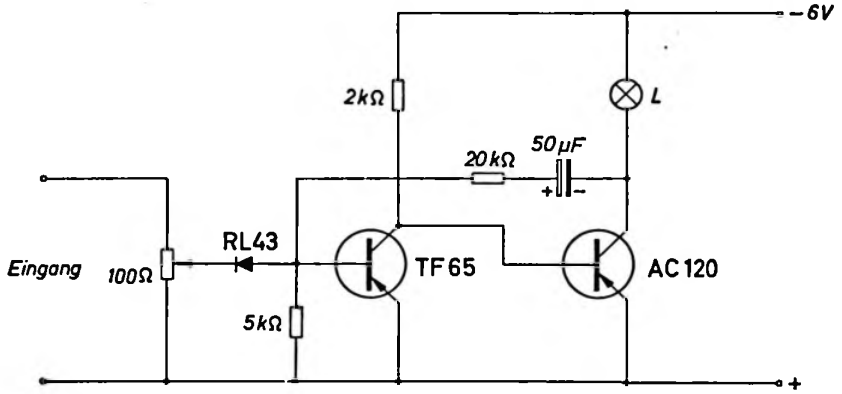


Bild 1.10

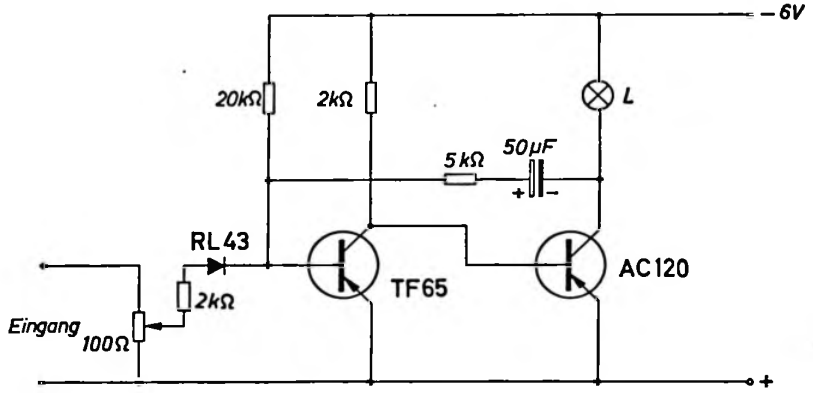


Bild 1.11

die Glühlampe zunächst dunkel und leuchtet auf, wenn die eingestellte Eingangsspannung überschritten wird. Wenn das Eingangssignal etwa gleich groß ist wie der eingestellte Wert, so flackert das Lämpchen. Es wird also hier auch ein Zwischenwert angezeigt.

Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Eingangsspannung	≧ 0,3 V
Lampenleistung	300 mW

Niederfrequenz-Endstufe für 1 W

Mit den Transistoren AC 120 und AC 121 können NF-Endstufen mit einer Ausgangsleistung von 1 W hergestellt werden. Das Bild 1.12 zeigt die Schaltung eines solchen Verstärkers. Die Tabelle I gibt Auskunft über die für die Batteriespannungen 6 und 9 V zu verwendenden Bauteile.

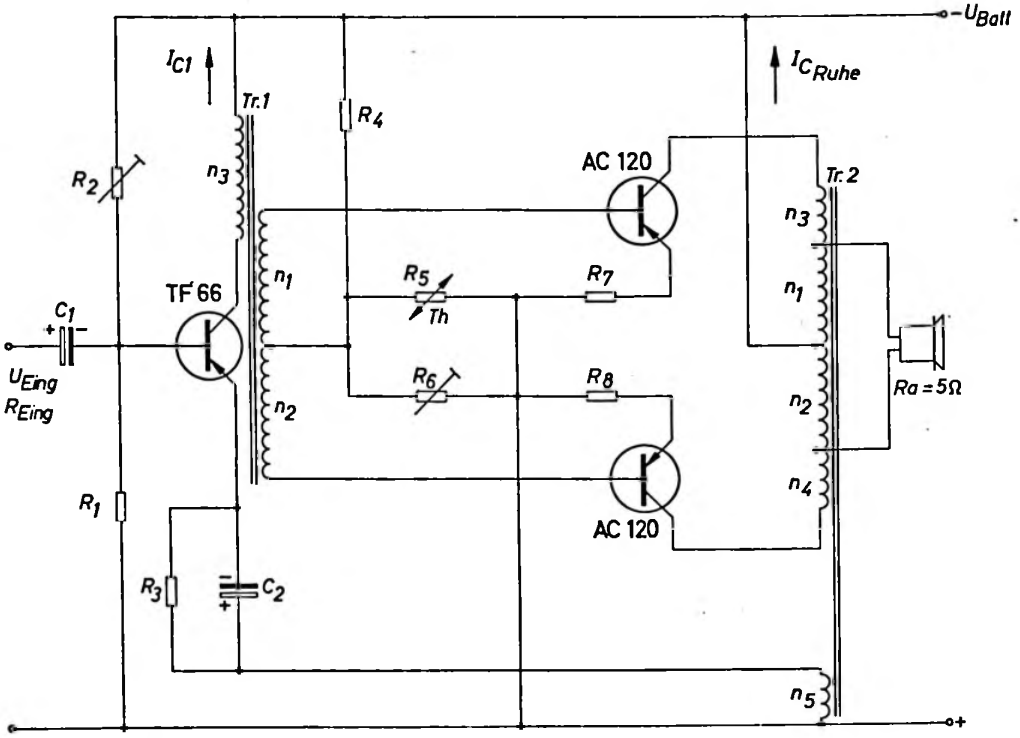


Bild 1.12

Technische Daten

Batteriespannungen	6 und 9 V
Ausgangsleistung	1 W

Transformatoren

Tr. 1: EI 30/7 Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L; wechselsinnig geschichtet

	6 V	9 V
$n_1 = n_2 =$	288 Wdg 0,16 CuL	350 Wdg 0,12 CuL
$n_3 =$	800 Wdg 0,09 CuL	2000 Wdg 0,06 CuL

Tr. 2: EI 30/7 Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L; wechselsinnig geschichtet

	6 V	9 V
$n_1 = n_2 =$	45 Wdg 0,35 CuL	38 Wdg 0,35 CuL gemeinsam wickeln
$n_3 = n_4 =$	110 Wdg 0,24 CuL	142 Wdg 0,22 CuL gemeinsam wickeln
$n_5 =$	3 Wdg 0,2 CuL	1 Wdg 0,2 CuL

Tabelle I

U_{Batt} V	N_a W	R_a Ω	U_{Eing} mV	R_{Eing} kΩ	R_1 kΩ	R_2 kΩ	R_3 Ω	R_4 kΩ	R_5* Ω	R_6 Ω	$R_7 = R_8$ Ω
6	1	5	≤ 70	≧ 0,8	—	50	0	2	50	100	1
9	1	5	≤ 50	≧ 1,5	10	50	400	3	50	100	1

U_{Batt} V	C_1 µF	C_2 µF	$I_{C\,Ruhe}$ mA	I_{C1} mA	k** %
6	5	—	3 + 3	8	2
9	2	100	2 + 2	2,5	2

* Thernewid K 15

** Klirrfaktor k bei $\frac{1}{2} N_{a\,max}$

Eisenloser Niederfrequenz-Verstärker für 4 W

Der Frequenzgang von NF-Verstärkern wird vorwiegend durch die Übertrager bestimmt. Die Induktivität der Primärwicklungen ist dem Arbeitswiderstand parallelgeschaltet, wodurch die untere Grenzfrequenz festgelegt ist. Die obere Grenzfrequenz ist abhängig von der Streuinduktivität der Übertrager, wenn man vom Frequenzgang der Transistoren absieht.
Für NF-Verstärker hoher Klangqualität wird man deshalb versuchen, ohne Übertrager auszukommen.

Das Bild 1.13 zeigt die Schaltung eines solchen Verstärkers für eine Ausgangsleistung von 4 W.
In der Treiberstufe werden die beiden gegenphasigen Spannungen für die Gegentakt-Endstufe gewonnen. Sie enthält je einen Arbeitswiderstand im Emitterkreis und im Kollektorkreis. Wenn der Kollektorstrom ansteigt, so verändert sich das Potential am Emitter gegen negative Werte, das Potential am Kollektor gegen positive Werte.
Weil die Ausgangsspannung symmetrisch ist, wird die Spannung zwischen Pluspol und Punkt 1 immer gleich der halben Batteriespannung, also 15 V sein. Die Endstufentransistoren sind also, bezogen auf die Batteriespannung, hintereinandergeschaltet.
Die Betriebsspannung der Vorstufe muß etwas höher sein als die der Endstufe, damit der Gleichstromarbeitspunkt der Endstufe stabil eingestellt werden kann. Wenn nur 1 Netzgerät verwendet werden soll, so kann die niedrigere Spannung durch eine Zenerdiode gewonnen werden (z. B. SZL 10).

Technische Daten

Batteriespannung	30 und 40 V		
Ausgangsleistung	4 W		
Frequenzbereich	40 Hz - 25 kHz		
Klirrfaktor bei N_a = 2 W		f = 40 Hz	1,5%
		f = 1 kHz	1%
		f = 10 kHz	3,9%

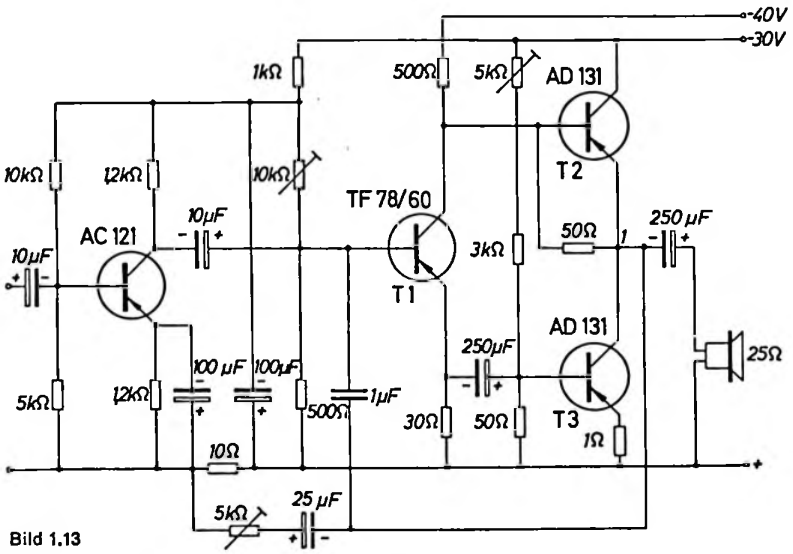


Bild 1.13

2. Zerhacker und Oszillatoren

Transistoren bieten in Zerhackerschaltungen eine Reihe von Vorteilen: Durch das Fortfallen aller mechanischen Kontakte unterliegen sie keiner Abnutzung und haben daher eine lange Lebensdauer und eine wartungsfreie Betriebszeit. Auch bei niedrigen Batteriespannungen arbeiten sie wegen ihrer kleinen Durchlaßwiderstände mit gutem Wirkungsgrad. Bei Gleichspannungswandlern, d. h. bei Geräten, die die transformierte Wechselspannung wieder gleichrichten, läßt sich die Schwingfrequenz in weiten Grenzen frei wählen. Die aus einer Wechselspannung hoher Frequenz gewonnene Gleichspannung kann mit einfachen und billigen Mitteln gut geglättet werden. Bei Transistor-Zerhackern lassen sich alle störenden Geräusche vermeiden, wenn die Schwingfrequenz oberhalb des hörbaren Bereiches (über 16 kHz) liegt. Außerdem wird das Volumen des Schwingübertragers kleiner mit dem Ansteigen der Frequenz. Es gibt drei in ihrer Wirkungsweise verschiedene Arten von Transistor-Zerhackern: den Eintakt-Sperrwandler, den Eintakt-Durchflußwandler und den Gegentakt-Zerhacker. Gemeinsam ist allen Schaltungen, daß sie im wesentlichen aus einem oder zwei Transistoren und einem Schwingübertrager bestehen. Mit Hilfe dieser Schalttransistoren wird die Gleichspannungsquelle (Batterie) periodisch an die Primärwicklung des Schwingübertragers an- und von ihr wieder abgeschaltet. Die so gewonnene Wechselspannung ist im allgemeinen rechteckförmig und kann transformiert werden. Die periodische Schwingung wird durch eine Rückkopplungswicklung im Steuerkreis (Basiskreis) der Transistoren aufrechterhalten. Dabei wechseln die Transistoren periodisch zwischen den Schaltzuständen „Ein" und „Aus", d. h. zwischen Durchlaß und Sperren.
Eine ausführliche Zusammenstellung der Daten von Gegentaktzerhackern und Eintakt-Durchflußwandlern, den gebräuchlichsten Zerhackertypen, ist bereits im Schaltbeispielheft Jahrgang 1961 angegeben.

Gleichspannungswandler für eine niedrige Batteriespannung

Das Bild 2.1 zeigt die Schaltung eines Eintakt-Durchflußwandlers, der aus einer Monozelle (1,5 V) gespeist werden kann. Für die Ausgangsspannung ist eine Stabilisierung vorgesehen.

Technische Daten

Batteriespannung	1,5 V
Ausgangsspannung	18 V
Ausgangsleistung	40 mW
Wirkungsgrad	
ohne Stabilisierung	etwa 60 %
Schwingfrequenz	14 kHz

Transformator

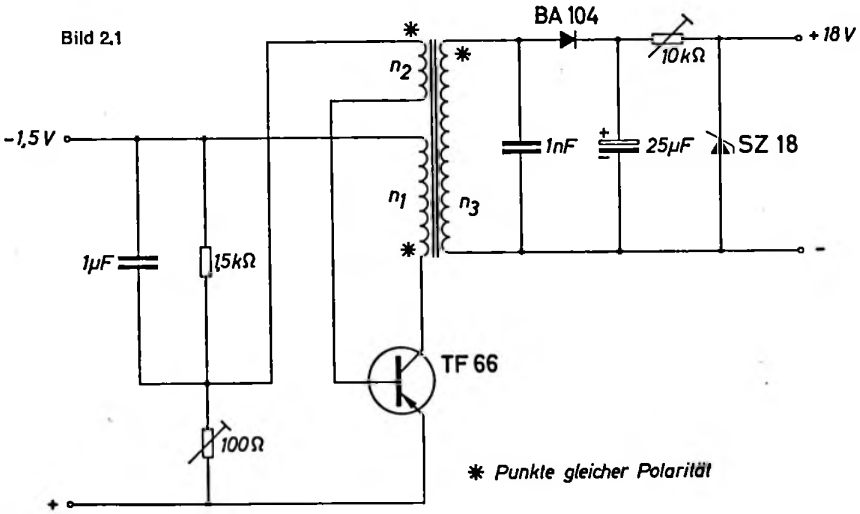
Siferrit-Schalenkern B 65541 T 26 A

n_1 = 12 Wdg 0,4 CuL

n_2 = 10 Wdg 0,2 CuL

n_3 = 190 Wdg 0,12 CuL

Bild 2.1



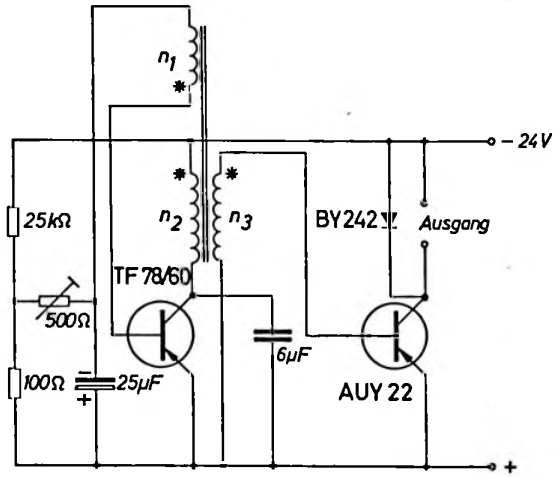


Bild 2.2

* Punkte gleicher Polarität

Zerhacker zum Betrieb eines Läutwerkes

Ein Läutwerk, das keinen Unterbrecher eingebaut hat, muß mit Stromimpulsen betrieben werden. Das Bild 2.2 zeigt eine zur Erzeugung solcher Impulse geeignete Schaltung. Mit der einem Eintakt-Oszillator entnommenen Wechselspannung wird eine Leistungsstufe gesteuert. Die Endstufe wird übersteuert, damit die abgegebenen Impulse Rechteckform erhalten und die Verlustleistung am Transistor AUY 22 klein bleibt.
Der nach jedem Impuls von der Induktivität der Läutwerksspule hervorgerufene Spannungsrückschlag wird durch eine parallelgeschaltete Siliziumdiode auf einen Wert begrenzt, bei dem der Transistor AUY 22 nicht gefährdet ist.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V	Widerstand des Läutwerks	15 Ω
Ausgangsleistung	etwa 40 W	Impulsfrequenz	3–4 Hz

Transformator

EI 42/14 Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L; wechselsinnig geschichtet
n_1 = 200 Wdg 0,1 CuL
n_2 = 2250 Wdg 0,1 CuL
n_3 = 300 Wdg 0,3 CuL

Zerhacker für eine 4W-Leuchtstofflampe

Bei Leuchtstofflampen ist die Zündspannung wesentlich höher als die Brennspannung. Beim Betrieb von Leuchtstoffröhren mit Transistorzerhacker kann diesem Umstand am einfachsten dadurch Rechnung getragen werden, daß ein Übertrager mit großer Streuinduktivität verwendet wird. In der Schaltung nach Bild 2.3 werden die Primärwicklung und die Sekundärwicklung in getrennten Kammern angeordnet.

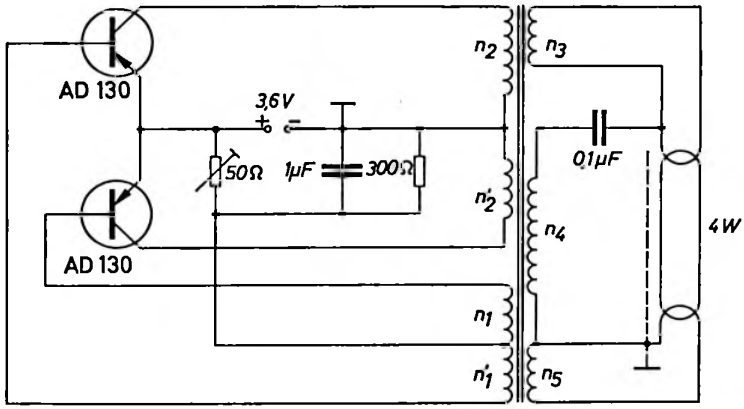


Bild 2.3

Beim Einschalten steigt die Ausgangsspannung bis zum Wert der Zündspannung der Leuchtstoffröhre an (etwa 120 V), sobald die Röhre zündet sinkt die Ausgangsspannung wegen der steigenden Last stark ab. Die Begrenzung der Brennspannung wird durch einen zwischengeschalteten Kondensator unterstützt.
Die Versorgungsspannung für die beiden Heizwendeln wird durch 2 Wicklungen gewonnen, die ähnlich wie die Sekundärwicklungen angeordnet sind. Dadurch sinkt im Betrieb die Heizspannung stark ab und die Heizwendeln werden geschont.

Technische Daten

Batteriespannung		3,3 bis 3,9 V	Lampenstrom	150	mA
Batteriestrom		1,75 A	Zündspannung	120	V
Schwingfrequenz	etwa	3,2 kHz	Heizstrom	110	mA
Lampenleistung		4 W			

Transformator

2 Siferrit E-Kerne EE 30 B 66231 T 26 A

1. Kammer

$n_1 = n_1' =$ 8 Wdg 0,3 CuL gemeinsam wickeln
$n_2 = n_2' =$ 10 Wdg 0,8 CuL gemeinsam wickeln

2. Kammer

$n_3 =$ 18 Wdg 0,3 CuL
$n_4 =$ 350 Wdg 0,22 CuL
$n_5 =$ 18 Wdg 0,3 CuL

Oszillator für 50 kHz

Das Bild 2.4 zeigt die Schaltung eines Sinusoszillators im Eintaktbetrieb. Die Schwingfrequenz beträgt 50 kHz. Dieser Oszillator ist zum Beispiel für Tonbandgeräte zur Vormagnetisierung bzw. zum Löschen des Bandes geeignet.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Batteriestrom	11 bis 12 mA
Schwingfrequenz	50 kHz
Ausgangsspannung	100 V_{ss}
Ausgangsleistung	50 mW
Betriebstemperatur	—10 °C bis +65 °C

Transformator

Siferrit Schalenkern B 65541 M 25 A 100
$n_1 =$ 15 Wdg 0,15 CuL
$n_2 = n_3 =$ 70 Wdg 0,18 CuL

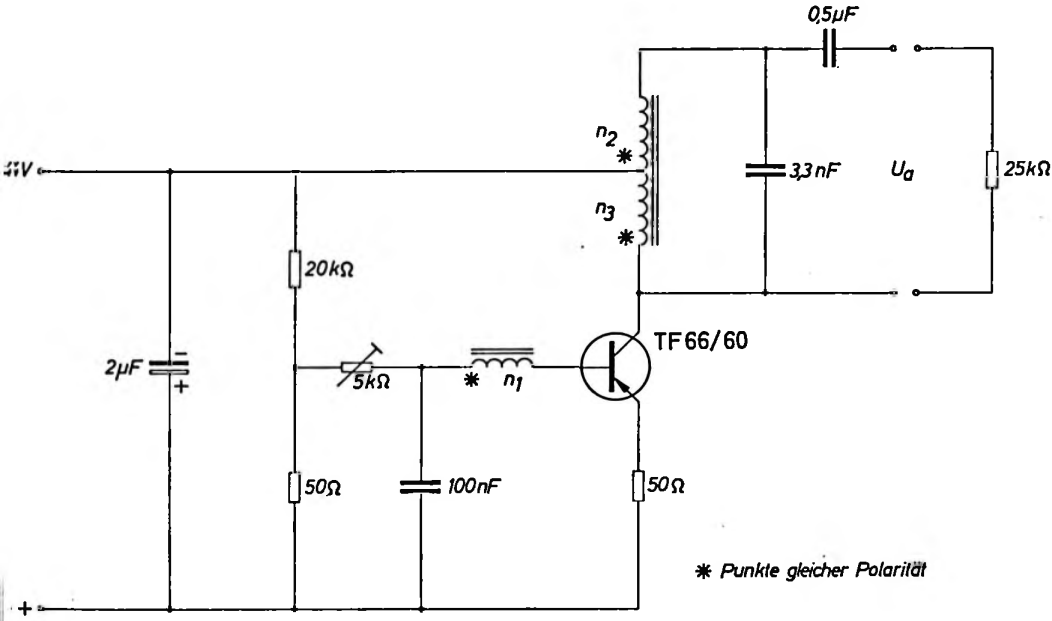


Bild 2.4

Der Sperrschwinger

Ein Sperrschwinger besteht im wesentlichen aus einem Transistor, einem Übertrager und einem Kondensator im Basiskreis des Transistors. Die Prinzipschaltung zeigt das Bild 2.5. Die grundsätzliche Wirkungsweise ist ähnlich der des Eintakt-Sperrwandlers, wie er im Schaltbeispielheft, Ausgabe 1961 ausführlich beschrieben ist.

Sowohl der Primärkreis, als auch der Sekundärkreis beeinflussen wesentlich die Kurvenform der Spannungen und Ströme und zwar weitgehend unabhängig voneinander. Der Transistor wechselt periodisch zwischen den Stellungen „Ein" und „Aus", bzw. zwischen dem Durchlaß- und dem Sperrzustand. Dadurch entsteht in der Primärwicklung n_1 des Transformators eine Wechselspannung die transformiert werden kann.

Beim Anschalten der Batteriespannung wird zunächst ein kleiner Kollektorstrom durch den Transistor fließen, der mit Hilfe der Rückkopplungswicklung n_3 im Basiskreis des Transistors rasch vergrößert wird. Der Kondensator C_1 wird geladen. Der Ladestrom klingt nach einer e-Funktion ab. In den Wicklungen n_1 und n_3 wird nur solange eine Spannung induziert, als der Kollektorstrom ansteigen kann. Sobald der Ladestrom des Kondensators C_1 – das ist zugleich der Basisstrom des Transistors – so klein geworden ist, daß der Kollektorstrom nicht mehr ansteigen kann, bricht die induzierte Spannung zusammen. Der Transistor wird gesperrt. Die Wicklung n_1 des Transformators wird von der Gleichspannungs-

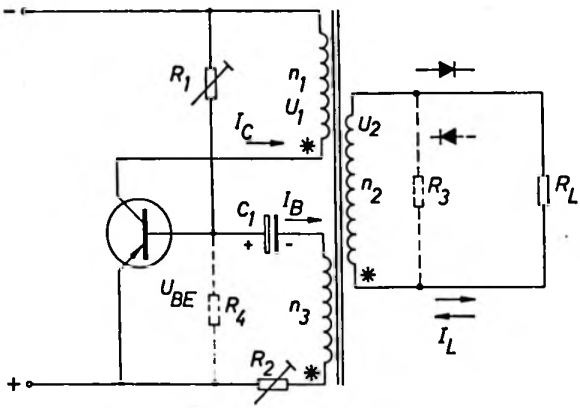


Bild 2.5

* Punkte gleicher Polarität

quelle abgeschaltet. Dabei entsteht eine Rückschlagspannung von entgegengesetzter Polarität.

Der Lastwiderstand ist an die Sekundärwicklung des Übertragers angeschlossen. Wird vor den Lastwiderstand ein Gleichrichter angeordnet, so erhält man, abhängig davon wie der Gleichrichter gepolt wird, verschiedenartige Ausgangsimpulse.

Wird der Gleichrichter so gepolt, daß der Lastwiderstand während der Zeit, in der der Transistor stromdurchflossen ist, an den Transformator angeschlossen ist, so wird der Ausgangsimpuls Rechteckform haben. Der Übertrager arbeitet wie z. B. ein Netzübertrager. Der sekundäre Lastwiderstand wird auf die Primärseite transformiert und der Kollektorstrom hat weitgehend ohmschen Charakter. Der Sperrschwinger arbeitet im Durchlaßbetrieb. Die Rückschlagspannung muß durch einen geeigneten Belastungswiderstand begrenzt werden.

Wird hingegen der Gleichrichter so geschaltet, daß der Lastwiderstand während der Zeit an den Übertrager angeschlossen ist, während der der Transistor gesperrt ist, so wird sich die im Transformator während des ersten Teils der Periode gespeicherte Energie an den Lastwiderstand entladen. Dies führt zu einem sehr hohen Spannungsimpuls, der nach einer e-Funktion abklingt. Die Spitzenspannung ist dabei größer, als das Produkt aus Batteriespannung und Übersetzungsverhältnis des Transformators. In der Praxis kann auf diese Weise etwa eine zehnmal so hohe Spannungspitze erreicht werden, als dem obengenannten Produkt entsprechen würde. Der Sperrwandler arbeitet jetzt im sogenannten Sperrbetrieb. Diese Betriebsart wird vor allem dann gewählt, wenn es gilt, kurze aber hohe Spannungsspitzen zu erzeugen, die sich in einem bestimmten meist langsamen Rhythmus wiederholen sollen.

Das Bild 2.6 zeigt die Kurvenformen von Basisstrom, Basisspannung, Kollektorstrom, der Spannung an der Sekundärwicklung des Transformators und dem Strom durch den Lastwiderstand für die beiden Sperrschwingerarten.

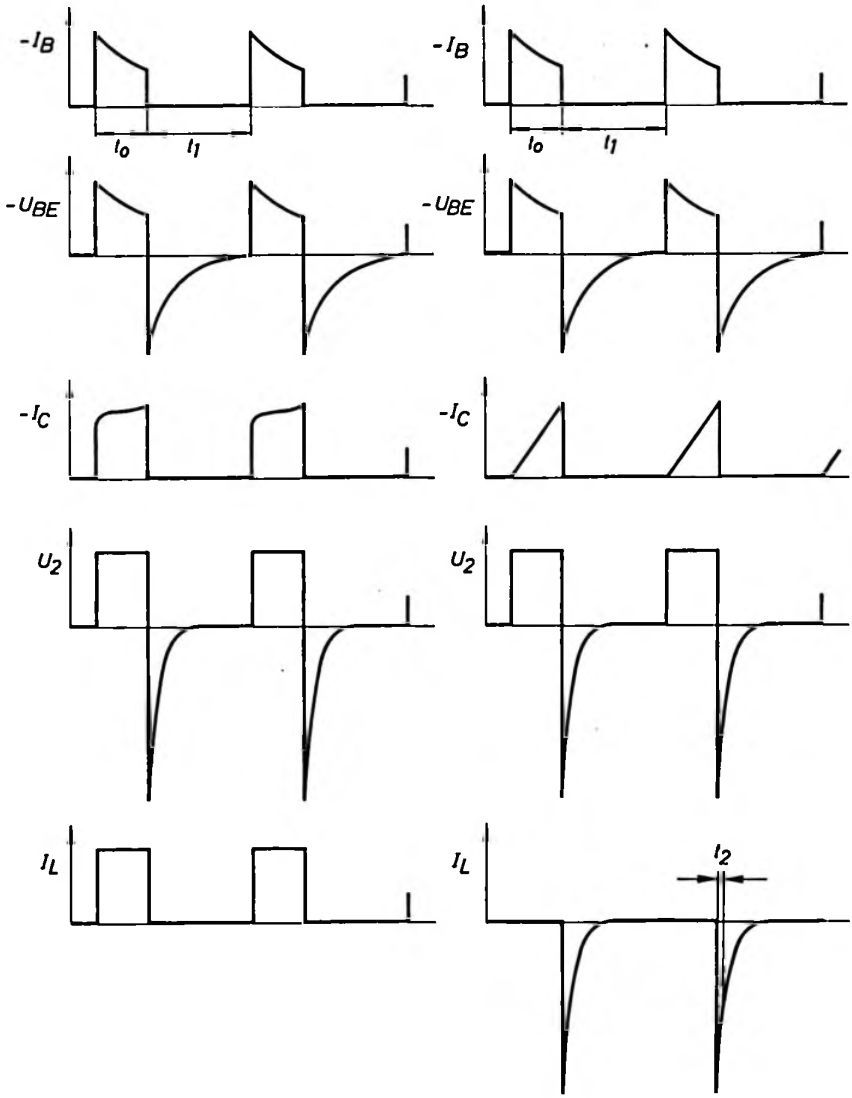


Bild 2.6

Durchlaßbetrieb

Sperrbetrieb

Während der Zeit t_1 sinkt der Basisstrom nach einer e-Funktion, bis er so klein geworden ist, daß der Kollektorstrom nicht mehr weiter ansteigen kann. Die induzierte Spannung bricht zusammen. Dies kann z. B. dann erfolgen, wenn der Basisstrom etwa auf die Hälfte seines Spitzenwertes abgesunken ist. Die Basisspannung wird während der Durchlaßzeit des Transistors etwa dieselbe Form haben wie der Basisstrom. Sobald die Rückkopplungsspannung den Wert Null hat, liegt die Spannung des geladenen Kondensators als Sperrspannung an der Basis-Emitterstrecke des Transistors. Der Kondensator entlädt sich nun. Sobald er vollständig entladen ist und am Transistor eine ausreichende Spannung entgegengesetzter Polarität auftritt (Minus an der Basis des pnp-Transistors) wird der Transistor durchgeschaltet und der beschriebene Vorgang beginnt von Neuem.
Der Kollektorstrom hat bei voller Durchlaßbelastung etwa Rechteckform, weil dem induktiven Strom, der linear ansteigt, eine ohmsche Komponente überlagert ist. Der sekundäre Lastwiderstand wird, wie bereits erwähnt, auf die Primärseite transformiert. Im Sperrbetrieb hat der Kollektorstrom etwa Dreieckform. Er ist ein rein induktiver Strom und die aus der Batterie entnommene Leistung wird im Transformator gespeichert. Die Spannung an der Sekundärwicklung ist für beide Betriebsarten gleich. Während der Durchlaßzeit des Transistors wird die Primärspannung, die etwa gleich ist der Batteriespannung, auf die Sekundärseite transformiert. Während der Sperrzeit tritt der Rückschlagimpuls auf.
Der Strom durch den Lastwiderstand ist jedoch verschieden bei den beiden Betriebsfällen, weil die Diode den Lastwiderstand nur jeweils während einer Hälfte einer Periode an den Transformator anschaltet.

Berechnung eines Sperrschwingers im Durchlaßbetrieb

Um einen Sperrschwinger im Durchlaßbetrieb berechnen zu können, müssen folgende Angaben vorhanden sein: Batteriespannung U_{Batt}, Impulsfolgefrequenz, Breite und Höhe des Ausgangsimpulses.

Die Anwendung der bekannten Gleichung $U = n \cdot \frac{d\varphi}{dt}$ führt zu der Formel:

$$U_1 = n_1 \cdot A \cdot \frac{dB}{dt_0} \cdot 10^{-8} \qquad (1)$$

Dabei ist die Spannung U_1 gleich der Batteriespannung, vermindert um die Restspannung des Transistors und den Spannungsabfall in der Primärwicklung n_1 des Übertragers, A ist der Eisenquerschnitt des Übertragers und B die Induktion in Gauß. Für die Größe des zu wählenden Übertragers kann keine einfache Formel angegeben werden, da viele Faktoren eingehen, wie Impulsform der Ausgangsspannung, maximale Ausgangsspannung, Wirkungsgrad usw. Es muß deshalb zunächst ein Kern gewählt werden, der für die umgesetzte Leistung geeignet erscheint. Die weitere Rechnung ergibt dann, ob der gewählte Kern tatsächlich verwendet werden kann.

Die Übertrager für Sperrschwinger im Durchlaßbetrieb sollen bis zur Sättigung magnetisiert werden. Die maximale Induktion B_{max} ist deshalb ein bekannter Wert. Er beträgt bei Blechkernen etwa 14 bis 15000 G und bei Ferritkernen etwa 4000 G.
Die Gleichung (1) kann dann wie folgt umgewandelt werden.

$$n_1 = \frac{U_1 \cdot t_0}{B_{max} \cdot A} \cdot 10^8 \tag{2}$$

Die Zeit t_0 ist die Einschaltzeit des Transistors. Während dieser Zeit fließt ein Kollektorstrom und der Übertrager wird bis zur Sättigung magnetisiert.
Das primär-sekundäre Übersetzungsverhältnis ist gleich dem Spannungsverhältnis

$$\ddot{u} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{n_2}{n_1} \tag{3}$$

Dabei ist die Spannung U_2 die Amplitude des Ausgangsimpulses.
Der Spitzenwert des Kollektorstromes bzw. des Batteriestromes ergibt sich aus Ausgangsleistung (Impulsleistung N_i), Batteriespannung und Wirkungsgrad.

$$\hat{I}_C = 1{,}2 \frac{N_i}{U_{Batt} \cdot \eta} \tag{4}$$

Durch die Einführung des Faktors 1,2 ist berücksichtigt, daß die Stromkurve keine ideale Rechteckform hat (vgl. Bild 2.6).
Da nach der Zeit t_0 die Last durch die Diode vom Transformator abgetrennt wird, würde die Rückschlagspannung sehr hohe Werte annehmen, wenn sie nicht durch Schaltungsmaßnahmen begrenzt werden würde. Diese Begrenzung ist erforderlich, weil sonst an der Diode und am Kollektor des Transistors im Primärkreis eine zu hohe Sperrspannung auftritt.
Es soll ein Transistor verwendet werden, dessen zulässige Sperrspannung zwischen Kollektor und Emitter mindestens 3 bis 4mal so groß ist wie die Batteriespannung. Die Begrenzung der Rückschlagspannung erfolgt am zweckdienlichsten durch einen Parallelwiderstand R_3 (Bild 2.5). Die Verwendung von Kondensatoren zur Begrenzung hat sich nicht bewährt, weil dadurch der Sperrschwinger zur Instabilität neigt. Durch die Entladung der im Transformator gespeicherten Energie an die Kondensatoren entsteht eine periodische Schwingung, die unter Umständen über die Rückkopplungswicklung ein vorzeitiges Einschalten des Transistors bewirkt.
Bei der Berechnung der Größe des Widerstandes R_3 geht man von der Überlegung aus, daß im Augenblick des Abtrennens der Induktivität von der Batteriespannung der Strom durch die Induktivität kurzzeitig in der vollen Höhe weiterfließt. Dabei darf keine zu hohe Rückschlagspannung auftreten. Man erhält dann die Gleichung:

$$R_3 = 0{,}8 \frac{U_{CEO}}{\hat{I}_C} \cdot \ddot{u}^2 \tag{5}$$

Die Spannung U_{CEO} ist die für den Transistor im ungünstigsten Betriebsfall zulässige Sperrspannung zwischen Kollektor und Emitter, der Wert 0,8 ist ein

Sicherheitsfaktor. Da der Widerstand auf der Sekundärseite des Übertragers angeordnet ist, erscheint in der Gleichung der Wert ii^2. Für die Begrenzung der Rückschlagspannung in der Primärwicklung ist der auf die Primärseite transformierte Wert des Dämpfungswiderstandes maßgeblich.
Durch die Wahl des Widerstandes R_3 ist die Höhe der Rückschlagspannung festgelegt. Es muß nun ermittelt werden, wie groß die zulässige Sperrspannung U_R der Diode sein muß bzw. welche Diode verwendet werden kann. In Analogie zu (5) gilt:

$$U_R = \frac{R_3 \cdot \hat{I}_C}{0{,}8 \cdot ii} \tag{6}$$

Es gilt nun noch den Basiskreis zu dimensionieren. Die Einschaltzeit t_0 des Transistors ist dann beendet, wenn der Basisstrom – das ist zugleich der Ladestrom des Kondensators C_1 – so weit abgesunken ist, daß der Kollektorstrom nicht mehr weiter anstelgen kann, bzw. der Transistor bei dem fließenden Kollektorstrom nicht mehr bis zur Restspannung durchgesteuert ist.
Zu diesem Zeitpunkt ist

$$I_B = \frac{I_C}{B} \tag{7}$$

Dabei ist B die Gleichstromverstärkung des Transistors. Der Basisstrom sinkt nach einer e-Funktion ab. Man kann nun z. B. den maximalen Basisstrom im Einschaltmoment doppelt so groß wählen, wie den Basisstrom im Abschaltmoment (7). Es muß allerdings überprüft werden, ob der für den Transistor maximal zulässige Basisstrom nicht überschritten wird. Die Formel für die Zeit t_0 wird dann wesentlich einfacher als die allgemeine Gleichung der e-Funktion.

$$t_0 = 0{,}69 \cdot (R_E + R_2) \cdot C_1 \tag{8}$$

$$C_1 = \frac{t_0}{0{,}69\ (R_E + R_2)}$$

Dabei ist der Widerstand R_E der Eingangswiderstand des Transistors. Der ohmsche Widerstand der Rückkopplungswicklung kann vernachlässigt werden. Der Widerstand R_2 soll etwa 5mal so groß sein wie der Eingangswiderstand des Transistors.
Für die erforderliche Höhe der Rückkopplungspannung erhält man:

$$U_3 = (R_E + R_2)\ I_{Bmax} \tag{9}$$

und die Windungszahl der Wicklung n_3 ist:

$$n_3 = n_1 \frac{U_3}{U_1} \tag{10}$$

Die Zeit t_1 – das ist die Sperrzeit des Transistors – wird bestimmt durch die Entladezeit des Kondensators C_1. Diese Entladung kann über den Widerstand R_1 vor sich gehen (Bild 2.5) oder, insbesondere wenn lange Impulspausen t_1 gefordert werden, über den Sperrwiderstand der Basis-Emitter-Strecke des Transistors und einen dazu parallel geschalteten Widerstand R_4. Die letztgenannte

Lösung führt zu starken Streuungen der Zeit t_1, weil der Kondensator C_1 sich nur gegen den Spannungswert 0 entlädt. Der Umschaltpunkt, bei dem der Transistor wieder einschaltet, ist deshalb nicht genau definiert. Die Zeit t_1 wird etwa 4 bis 5mal so groß sein wie die Zeitkonstante des RC-Gliedes.
Eine wesentlich bessere Konstanz der Impulspause t_1 erhält man, wenn die Entladung über den Widerstand R_1 erfolgt. Der Kondensator wird nicht nur entladen, sondern würde mit entgegengesetzt gepolter Spannung wieder aufgeladen werden, wenn nicht nahe dem Nulldurchgang der Spannung am Kondensator der Transistor wieder öffnete. Der Schnittpunkt des Spannungsverlaufes am Kondensator mit der Nullinie ist scharf, wodurch die Zeit t_1 genau definiert ist. Die Zeit t_1 ist abhängig von der Höhe der Rückkopplungsspannung, von der Kapazität des Kondensators und dem Wert des Widerstandes R_1.

$$t_1 \approx (0{,}2 \text{ bis } 0{,}7)\, R_1 \cdot C_1 \tag{11}$$

Eine genaue Berechnung der Zeit t_1 erübrigt sich, weil durch eine Änderung des Widerstandes R_1 der gewünschte Wert genau eingestellt werden kann.

Berechnung eines Sperrschwingers im Sperrbetrieb

Im Sperrbetrieb soll der Übertrager nicht bis zur Sättigung magnetisiert werden. Die Gleichung (1) kann deshalb hier nicht verwendet werden und die Berechnung muß auf andere Weise erfolgen.
Gegeben sein müssen die Batteriespannung U_{Batt}, die Impulsfrequenz, die Höhe und die Breite des Ausgangsimpulses und der Lastwiderstand. Der Lastwiderstand soll reell sein, kapazitive Anteile verschlechtern die Stabilität des Sperrschwingers und erschweren die Dimensionierung. Die gesamte auf der Sekundärseite wirksame Kapazität C_2 muß nicht berücksichtigt werden, wenn

$$C_2 \leq \frac{4\,L_2}{R_L{}^2} \tag{12}$$

ist. Diese Formel ergibt sich aus der allgemeinen Schwingungsgleichung.

Da der Ausgangsimpuls im Sperrbetrieb nach einer e-Funktion abklingt, ist es erforderlich, für die Impulszeit t_2 eine bestimmte Definition zu wählen. In den folgenden Berechnungen ist die Zeit t_2 so definiert, daß während dieser Zeit die Ausgangsspannung auf die Hälfte ihres Spitzenwertes abgesunken ist (vgl. Bild 2.6). Die Induktivität L_2 der Sekundärwicklung des Übertragers wird dann

$$L_2 = \frac{t_2 \cdot R_L}{0{,}69} \tag{13}$$

Der Transformatorkern muß so groß gewählt werden, daß die zu übertragende Energie darin gespeichert werden kann. Es werden durchwegs Übertrager mit Luftspalt Anwendung finden.
Das primär-sekundäre Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ ist hier nicht gleich dem Verhältnis zwischen Batteriespannung bzw. U_1 und Ausgangsspannung U_2. Durch

das Ausnützen des Spannungsrückschlages kann ohne weiteres eine Spannungsüberhöhung bis zum zehnfachen Wert erzielt werden.

$$\ddot{u} = \frac{n_2}{n_1} \geqq \frac{U_2}{10 \cdot U_1} \tag{14}$$

Um kontrollieren zu können, ob der gewählte Kern nicht bis zur Sättigung magnetisiert wird, ist noch die Ermittlung des maximalen Kollektorstromes erforderlich.
Während der Stromflußzeit t_0 des Transistors wird die aus der Batterie entnommene Energie im Übertrager gespeichert. Der sekundäre Lastwiderstand ist durch die Diode abgetrennt. Es erfolgt deshalb keine Transformation des Lastwiderstandes auf die Primärseite und der Kollektorstrom hat rein induktiven Charakter. Während des Ladevorganges liegt die konstante Spannung U_1 an der Induktivität. Aus der Gleichung

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{di_c}{dt} \tag{15}$$

ist ersichtlich, daß der Stromanstieg linear vor sich gehen wird, wenn die Spannung U_1 und die Induktivität L_1 konstant sind. Da der Übertrager, wie bereits erwähnt, nicht bis zur Sättigung magnetisiert werden soll (besserer Wirkungsgrad), kann die Induktivität L_1 als konstant angenommen werden.
Die während der Zeit t_0 aufgenommene Energie muß gleich der Energie Q_i des Sekundärimpulses sein, wobei der Wirkungsgrad zu berücksichtigen ist.

$$U_{\text{Batt}} \cdot \frac{\hat{I}_C}{2} \cdot t_0 \cdot \eta = Q_i \tag{16}$$

Daraus erhält man für den Kollektor-Spitzenstrom:

$$\hat{I}_C = \frac{2 \cdot Q_i}{U_{\text{Batt}} \cdot t_0 \cdot \eta} \tag{17}$$

Die aus dem Produkt von Kollektorspitzenstrom und Primärwindungszahl n_1 zu ermittelnde Amperewindungszahl darf nicht zur Sättigung des Übertragers führen. Man wird deshalb durchwegs Übertrager mit Luftspalt verwenden. Aus den Angaben für diese Übertrager ist festzustellen, wie groß der Luftspalt sein muß.
Eine Vergrößerung des Luftspaltes führt zu einer Verkleinerung des Induktivitäts-Beiwertes. Um die Eingangs ermittelte Induktivität L_2 wieder zu erhalten, muß dann die Windungszahl der Wicklungen erhöht werden.
Die an der Diode auftretende Sperrspannung ist bei einem reellen Arbeitswiderstand (ohmscher Widerstand) klein.

$$U_R = U_1 \cdot \ddot{u} \tag{18}$$

Die Berechnung des Eingangskreises erfolgt sowohl für den Durchlaßbetrieb, als auch für den Sperrbetrieb in gleicher Weise [(7) – (11)].

Hochspannungsblinker

Eine Anwendung des Sperrschwingers zeigt das Bild 2.7. Der Rückschlagimpuls zündet eine Glimmlampe, so daß diese etwa alle 2 bis 3 Sekunden kurz aufleuchtet. Die Wirkungsweise eines Sperrwandlers ist im vorhergehenden Kapitel bereits ausführlich beschrieben.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Impulsfolge	2–3 Sekunden (Einstellbar mit dem Potentiometer R_1)

Transformator

M 55/20, Dyn. Bl. IV/0,35; o. L, wechselsinnig geschichtet

n_1 = 280 Wdg 0,4 CuL
n_2 = 120 Wdg 0,4 CuL
n_3 = 6000 Wdg 0,1 CuL

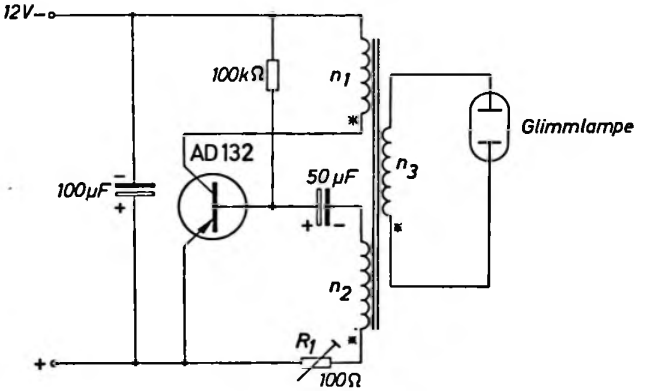


Bild 2.7

* *Punkte gleicher Polarität*

Oszillator zum Betrieb einer Sirene

Durch eine Kombination von 2 Transistor-Oszillatoren kann ein Sirenenton erzeugt werden, der genau mit dem von mechanischen Modellen abgegebenen übereinstimmt. Wie im Bild 2.8 ersichtlich ist, besteht ein solcher Oszillator aus 2 Multivibratoren. Der Multivibrator M 2 schwingt mit einer Frequenz von etwa $^1/_4$ Hz. Er ist etwas unsymmetrisch aufgebaut, damit das Ansteigen und das Sinken der Frequenz des Sirenentones in der gleichen Zeit erfolgt, obwohl eine Hälfte der von einem Multivibrator abgegebenen Spannung keine ideale Rechteckform hat. Dieser Effekt wurde bereits im Schaltbeispielheft Ausgabe 1960 beschrieben. Außerdem sind die Lade- und die Entladezeit des Kondensators C_2 verschieden.

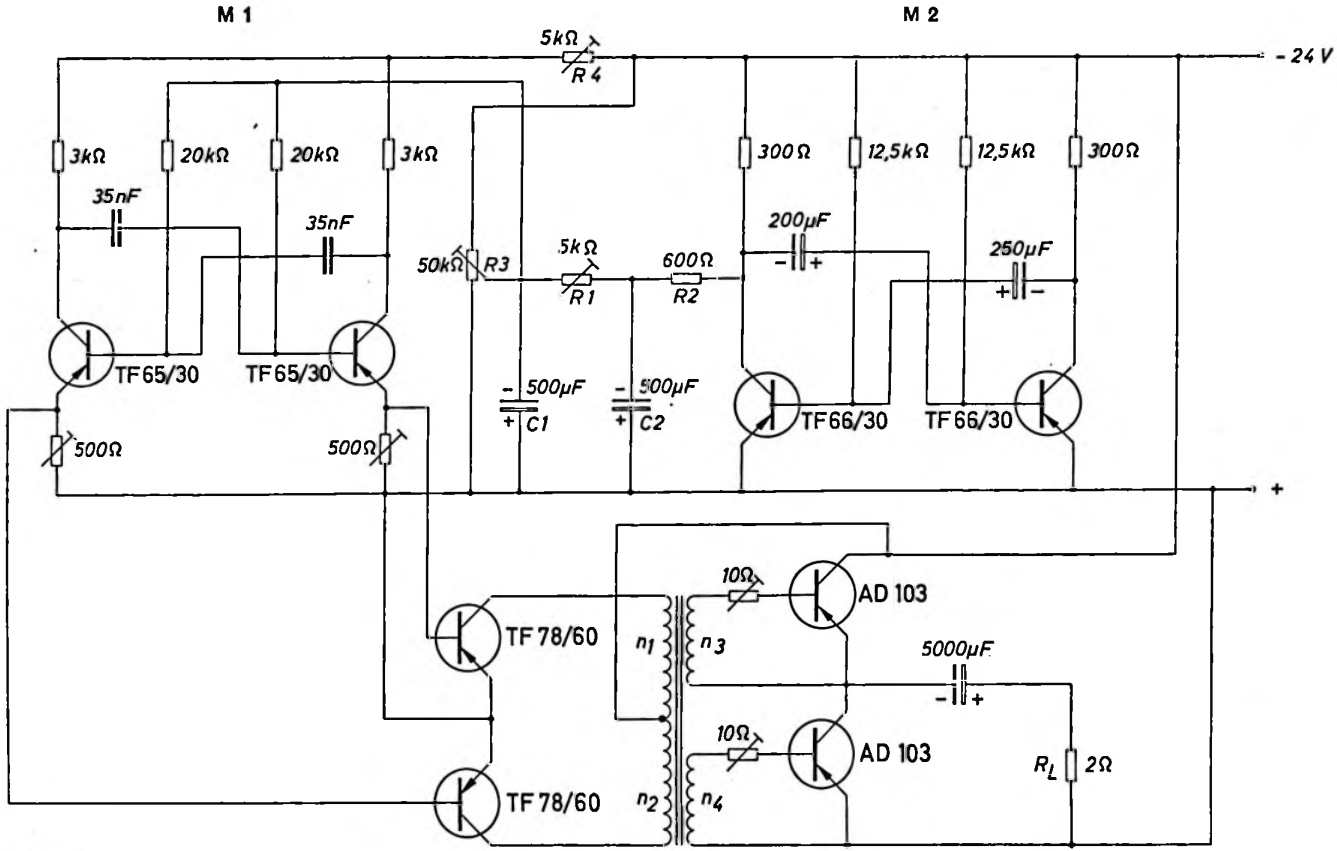

M 1
M 2
5kΩ
R 4
- 24 V
3kΩ
20kΩ
20kΩ
3kΩ
35nF
35nF
50kΩ
R3
5kΩ
R1
600Ω
R2
300Ω
12,5kΩ
12,5kΩ
300Ω
200µF
250µF
TF65/30
TF65/30
500µF
C1
500µF
C2
TF66/30
TF66/30
500Ω
500Ω
+
10Ω
AD 103
TF 78/60
n1
n3
5000µF
10Ω
AD 103
RL
2Ω
TF 78/60
n2
n4

Bild 2.8

Mit Hilfe von 2 aufeinander folgenden RC-Gliedern, bestehend aus den Widerständen R_1 und R_2 und den Kondensatoren C_1 und C_2, wird die vom Multivibrator M 2 erzeugte Rechteck-Spannung in eine annähernd symmetrische Sinus-Spannung übergeführt. Im Rhythmus dieser Sinusspannung wird die Vorspannung für die frequenzbestimmenden RC-Glieder des Multivibrators M 1 verändert. Die Schwingfrequenz dieses Multivibrators ändert sich deshalb im gleichen Rhythmus, also mit einer Frequenz von etwa $^1/_4$ Hz.
Der Gleichstrompegel der Modulationsspannung wird mit Hilfe des Potentiometers R_3 konstant gehalten.
Der obere Scheitelwert der Modulationsspannung beträgt 12,5 V und der untere 5,5 V.
Mit dem Potentiometer R_4 kann die Betriebsspannung des Multivibrators M 1 verändert werden. Dadurch wird die Frequenzlage des Generators verschoben, ohne daß dabei der Frequenzhub beeinflußt wird. Der Frequenzhub kann mit dem Potentiometer R_1 eingestellt werden. Es muß allerdings bei der Einstellung darauf geachtet werden, daß die Spannung am Kondensator C_1 nie kleiner als 4 V wird, da sonst der Multivibrator M 1 nicht mehr durchgesteuert ist. An den Multivibrator M 1 ist ein Gegentaktverstärker angeschlossen, der eine Ausgangsleistung von 55 W abgibt. Die Leistungs-NF-Stufe arbeitet ohne Ausgangstransformator. Um eine Überlastung der Transistoren zu vermeiden, darf die NF-Leistung nicht vor dem Ausgang der Endstufe geregelt werden. Die Regelung kann z. B. durch Vergrößerung des Lastwiderstandes bzw. durch Vorschalten eines Widerstandes im Lautsprecherkreis erfolgen. Bei einem Lastwiderstand von 2 Ohm beträgt die Ausgangsleistung 55 W.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Frequenzhub	300 Hz (500 bis 800 Hz)
Ausgangsleistung	55 W an 2 Ohm
Ausgangsspannung	10,5 V

Transformator

M 30/7 Dyn. Bl. IV/0,35, o. L, wechselsinnig geschichtet
$n_1 = n_2 =$ 330 Wdg 0,17 CuL gemeinsam wickeln
$n_3 = n_4 =$ 30 Wdg 0,55 CuL gemeinsam wickeln

3. Multivibratoren

Mit Transistoren lassen sich die verschiedensten Arten von Multivibratoren herstellen. Neben den bekannten Arten, wie astabiler, bistabiler und monostabiler Multivibrator, gibt es noch einige Sonderformen, die bereits in den Schaltbeispielheften 1959 und 1961 ausführlich beschrieben wurden.

Impulsgeber

Zur Erzeugung einer Impulsspannung mit sehr kleinem Tastverhältnis, also einem großen Unterschied zwischen der Länge der Impulspause und des Impulses, ist besonders ein Multivibrator mit Komplementär-Transistoren geeignet. Während mit einem astabilen Multivibrator der üblichen Schaltung nur Tastverhältnisse von maximal 1 : 10 bei symmetrischer Ausführung und 1 : 100 bei unsymmetrischer Ausführung erreicht werden können, ist mit dieser Anordnung ein Tastverhältnis bis 1 : 10 000 erreichbar. Ein weiterer Vorteil, der vor allem bei der Dimensionierung des hier angegebenen Beispieles ausschlaggebend war, ist, daß während der langen Impulspause diese Anordnung nur einen sehr kleinen Strom aufnimmt, weil beide Transistoren gesperrt sind. Bei dem Beispiel nach Bild 3.1 beträgt die Stromaufnahme während der Impulspause nur etwa 30 µA.

Bei der Beschreibung der Schwingschaltung nach Bild 3.1 geht man am besten vom Zustand während der Impulspause aus. Beide Transistoren sind gesperrt. Der npn-Transistor T_1 bleibt so lange gesperrt, bis die Spannung am Kondensator C_1, der über die Widerstände R_1, R_2 und R_3 entladen wird, den Wert der Schwellspannung des Transistors T_1 erreicht hat. Es fließt dann zunächst ein kleiner Basisstrom, der um den Faktor der Stromverstärkung vergrößert dem Transistor T_2 als Steuerstrom zugeführt wird. Dieser zieht ebenfalls Strom, und

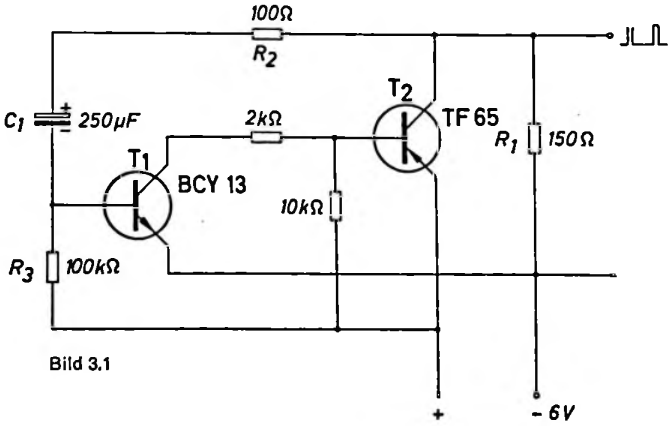


Bild 3.1

der Spannungsabfall am Widerstand R_1 bewirkt ein Wandern des Kollektorpotentials nach positiven Werten. Durch die Rückkopplung über den Kondensator C_1 wird der positive Basisstrom des Transistors T_1 rasch vergrößert, und die Durchschaltung wird dadurch beschleunigt. Beide Transistoren sind nun stromdurchlässig, und der Kondensator C_1 lädt sich über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 und die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T_2. Sobald die Aufladung soweit fortgeschritten ist, daß der zur Durchschaltung erforderliche Basisstrom nicht mehr über den Kondensator C_1 fließen kann, kippt der Multivibrator wieder und beide Transistoren werden gesperrt.
Am Kondensator C_1 treten während des Betriebes Spannungen verschiedener Polarität auf. Es kann aber trotzdem ein normaler Elektrolyt-Kondensator verwendet werden, wenn er mit der im Schaltbild gekennzeichneten Polarität eingebaut wird. Die mit umgekehrter Polarität auftretende Spannung beträgt nur kurzzeitig wenige Zehntel Volt.
Die Impulspause und die Impulszeit sind von der Stromverstärkung des Transistors T_1 abhängig. Beide Zeiten können durch Veränderung von C_1 und R_2 in Grenzen varliert werden.

Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Impulspause	20–30 s
Impulsdauer	0,5 s

Blinkschaltung mit Glimmlampen für 220 V

Transistoren können nicht für beliebig hohe Sperrspannungen hergestellt werden. Bei Germanium-Transistoren bereitet die Erreichung von Sperrspannungen über 80 V und bei Silizium-Transistoren von über 200 V bereits große Schwierigkeiten. Wenn bei einer Anwendung eine hohe Versorgungsspannung vorliegt, so ist es deshalb besser, schaltungstechnische Lösungen zu suchen, mit denen vermieden wird, daß an den Transistoren eine zu hohe Sperrbelastung auftritt.
Die Schaltung nach Bild 3.2 kann direkt am Netz mit 220 V betrieben werden. Es handelt sich um eine Blinkschaltung mit einer Glimmlampe. Über Vorwiderstände wird ein astabiler Multivibrator betrieben. Diese Vorwiderstände bilden mit den Kollektorwiderständen der Transistoren einen Spannungsteiler. Weil immer einer der beiden Transistoren durchgeschaltet ist, wird erreicht, daß der Multivibrator mit einer konstanten Spannung von etwa 50 V betrieben wird. Der strichliert eingetragene Kondensator erhöht die Sicherheit, da er vermeidet, daß während des Umschaltvorganges kurzzeitig eine höhere Spannung auftritt. Er ist jedoch nicht unbedingt erforderlich. Die Koppelkondensatoren sind nicht wie üblich direkt an den Kollektor der Transistoren angeschlossen, um die an der Basis der Transistoren auftretende Sperrspannung zu verringern.
Der Unterschied zwischen Zündspannung und Löschspannung der Glimmlampe soll nicht mehr als 30 V betragen. Der Strom über die Glimmlampe im gezündeten

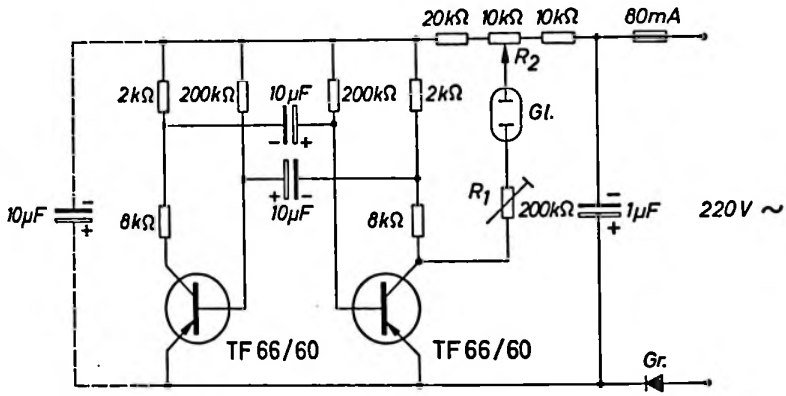


Bild 3.2

Zustand soll den Wert 0,5 mA nicht überschreiten. Er kann mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden. Die Zündspannung der Glimmlampe schwankt etwas von Exemplar zu Exemplar. Mit dem Potentiometer R_2 wird die für die Glimmlampe erforderliche Spannung eingestellt. Durch die geteilten Kollektorwiderstände wird eine zu hohe Basis-Emitterspannung vermieden.

Technische Daten

Betriebsspannung		220 V / 50 Hz
Blinkfrequenz	etwa	1,5 Hz
Zündspannung der Glimmlampe	etwa	110 V

Gleichrichter Gr: Selen-Flachgleichrichter E 250 C 50

Ansprechverzögerung

Mit Multivibratoren können die verschiedensten Formen von Verzögerungsschaltungen hergestellt werden. In der Schaltung nach Bild 3.3 spricht das Relais nicht sofort nach Betätigen des Schalters S an, sondern erst nach einer einstellbaren Verzögerungszeit. Diese Verzögerungszeit kann stufenlos mit dem Potentiometer R_2 im Verhältnis 1 : 100 verändert werden. Wird eine noch größere Variation der Verzögerungszeit gefordert, so muß der Kondensator C_1 in Stufen umgeschaltet werden. Mit dem in der Schaltung eingetragenen Kondensator von 250 µF beträgt die maximale Verzögerungszeit 120 sec.
Die Funktion der Schaltung ist folgende: Im Ruhezustand, wenn also der Schalter S geöffnet ist, fließt über keinen der beiden Transistoren ein Kollektorstrom. Der Transistor T_1 wäre wohl durchgesteuert, weil seine Basis über die Widerstände R_4 und R_6 an negativem Potential liegt, der Kollektor ist aber durch den Schalter S vom Minuspol der Batterie getrennt. Der Transistor T_2 ist gesperrt, weil seine Basis mit dem Kollektor des Transistors T_1 verbunden ist, an dem aus dem obengenannten Grunde nur positives Potential liegen kann. Der Konden-

sator C_1 ist über den Widerstand R_4, die Silizium-Diode BA 104, die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 und die Silizium-Diode BA 103 mit der im Bild 3.3 eingetragenen Polarität aufgeladen. Wird nun der Schalter S geschlossen, so entsteht durch den Kondensator C_2 für kurze Zeit ein negatives Potential an der Basis des Transistors T_2. Dadurch wird er aufgesteuert und das Potential an seinem Kollektor verändert sich gegen positive Werte. Die Basis des Transistors T_1 ist über den Widerstand R_6 mit dem Kollektor des Transistors T_2 verbunden. Deshalb wird diese Potentialänderung auf die Basis des Transistors T_1 übertragen. Die Spannung an der Basis ändert sich ebenfalls gegen positive Werte, wodurch der Kollektorstrom sinkt. Dies hat zur Folge, daß das Potential am Kollektor des Transistors T_1 sich gegen negative Werte verschiebt. Diese Potentialänderung wiederum wird über den Widerstand R_8 an die Basis des Transistors T_2 übertragen. Durch diese Rückkopplung wird der Transistor T_2 rasch voll aufgesteuert und über den Widerstand R_6 der Transistor T_1 gesperrt. Obwohl jetzt der Stromkreis für den Transistor T_1 durch den Schalter S geschlossen ist, wird das Relais zunächst nicht ansprechen. Die negativ geladene Platte des Kondensators C_1 ist nun über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T_2 mit dem Pluspol der Batterie verbunden. Der vor dem Schließen des Schalters bereits aufgeladene Kondensator wird sich jetzt über die Widerstände R_1 und R_2 entladen. Er würde nach dem vollständigen Entladen mit entgegengesetzter Polarität wieder aufgeladen, wenn nicht beim Nulldurchgang der Spannung am Kondensator bzw. sobald eine kleine negative Spannung an der im Bild 3.3 mit Plus bezeichneten Platte auftritt, die Schaltung in den Anfangszustand zurückkippen würde. Sobald nämlich das Potential an dieser Platte negativ wird, erhält die Basis des Transistors T_1 einen kleinen Steuerstrom über die Diode

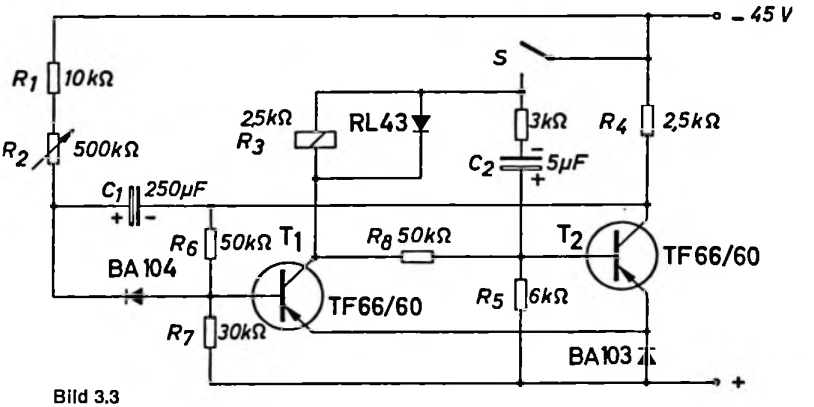


Bild 3.3

BA 104. Die bereits beschriebene Rückkopplung wird nun in umgekehrter Richtung wirksam, wodurch der Transistor T_1 rasch ganz durchgeschaltet und der Transistor T_2 gesperrt wird. Das Relais R_3 spricht an und der Kondensator C_1 wird mit der im Bild 3.3 eingetragenen Polarität voll aufgeladen.
Mit der Schaltung nach Bild 3.3 wird also erreicht, daß nach Betätigen des Schalters zunächst nichts passiert und nach Ablauf einer einstellbaren Verzögerungszeit ein Relais anspricht. Das Relais bleibt angezogen bis der Schalter S wieder geöffnet wird.

Technische Daten

Batteriespannung 45 V
Relais R_3: Trls 154d nach TBv 65426/97 d

Verzögerungsschaltung

Auslösung durch Anschalten der Betriebsspannung

Bei der Verzögerungsschaltung nach Bild 3.3 wird wie bei fast allen bekannten derartigen Schaltungen die Verzögerung durch einen im Leitungszug enthaltenen Schalter oder eine Taste ausgelöst. Es gibt jedoch Anwendungen, wo an dieser Stelle kein Schalter angebracht werden kann, sondern wo der Verzögerungsvorgang durch Anschalten der Versorgungsspannung ausgelöst werden soll.
Das Bild 3.4 zeigt eine dafür geeignete Schaltung. Nach Anschalten der Versorgungsspannung durch den Schalter S ist zunächst der Transistor T_2 durchgeschaltet, weil seine Basis über einen Widerstand mit dem negativen Pol der Spannungsquelle verbunden ist. Die Transistoren T_1 und T_3 sind gesperrt. Die Basis des Transistors T_3 ist mit dem Kollektor des Transistors T_2 verbunden. Die Spannung zwischen diesem Punkt und dem positiven Pol der Spannungsquelle, der für alle folgenden Betrachtungen als Bezugspunkt gilt, ist gleich der Summe aus den Durchlaßspannungen der beiden Siliziumdioden BA 103 und der Restspannung des durchgeschalteten Transistors T_2, also insgesamt etwa 1,7 V. In der Emitterleitung des Transistors T_3 liegt die Zenerdiode SZ 6, die eine Zenerspannung von 6 V hat. Solange die Spannung an der Basis dieses Transistors nicht größer als 6 V wird, bleibt der Transistor gesperrt, weil das Potential an der Basis positiv ist gegenüber dem Potential am Emitter.
Am Kondensator C_1 liegt im Augenblick des Einschaltens keine Spannung. Wegen der vorgeschalteten Zenerdiode SZ 12 gelangt kein Basisstrom an den Transistor T_1, er bleibt gesperrt.
Der Kondensator C_1 wird nun über die Widerstände R_1 und R_2 aufgeladen. Sobald die Spannung an ihm den Wert 12 V überschreitet, öffnet die Zenerdiode SZ 12 und der Transistor T_1 erhält einen Steuerstrom. Der Transistor wird durchgesteuert und das Potential an seinem Kollektor wandert gegen positive Werte. Diese Änderung überträgt sich auf die Basis des Transistors T_2 wodurch dieser gesperrt wird.

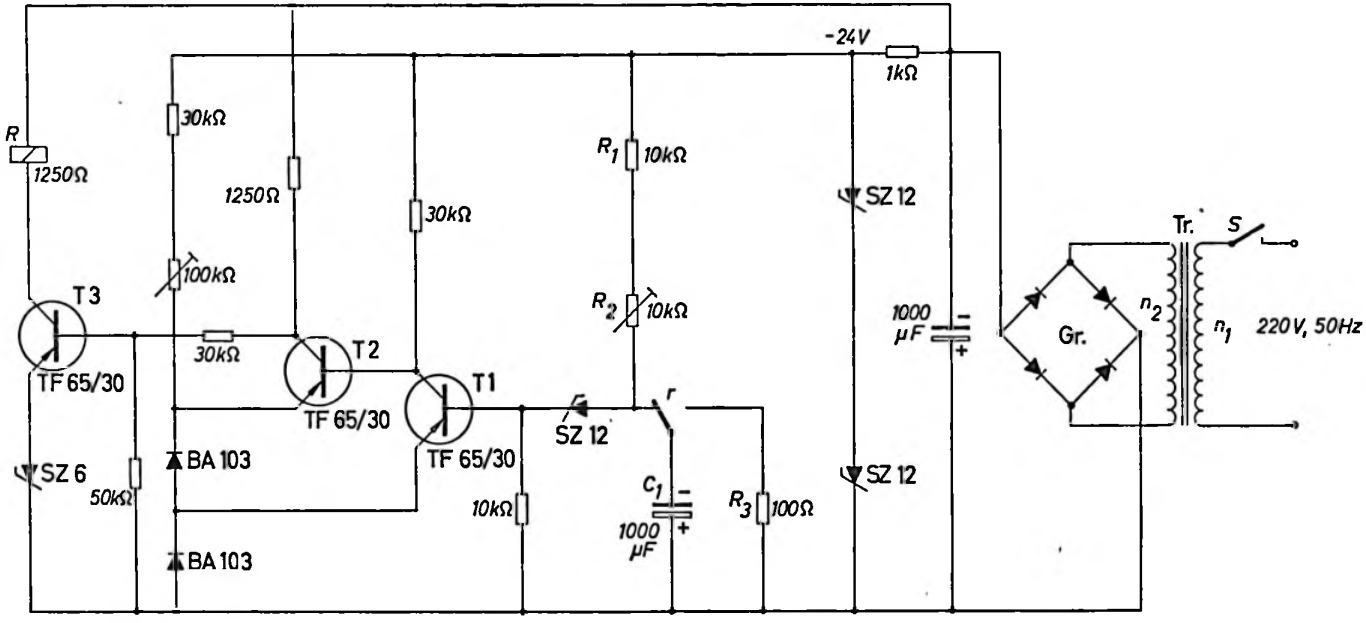

R
1250Ω
30kΩ
1250Ω
30kΩ
100kΩ
T3
TF 65/30
30kΩ
T2
TF 65/30
T1
TF 65/30
SZ 6
50kΩ
BA 103
BA 103
10kΩ
SZ 12
r
C1
1000 µF
R3
100Ω
R1
10kΩ
R2
10kΩ
-24V
1kΩ
SZ 12
1000 µF
SZ 12
Gr.
Tr.
S
n2
n1
220V, 50Hz

Bild 3.4

Das Potential am Kollektor des Transistors T_2 verändert sich gegen negative Werte, wodurch der Transistor T_3 aufgesteuert wird. Das Relais spricht an. Ein Umschaltkontakt r dieses Relais schließt den Kondensator über den Widerstand R_3 kurz, wodurch der Kondensator entladen wird. Die Wiederbereitschaftszeit der Schaltung ist etwa: $t_w = 3 \cdot R_3 \cdot C_1$. Durch die Verwendung von Siliziumdioden und einer Zenerdiode in den Emitterleitungen ist ein sicheres Arbeiten auch bei höheren Umgebungstemperaturen erreicht (bis etwa 60° C).
Die Länge der Verzögerungszeit ist abhängig von der Größe der Widerstände R_1 und R_2 und der Kapazität des Kondensators C_1. Sie kann nach folgender Formel berechnet werden:

$$t \approx 0{,}7\,(R_1 + R_2) \cdot C_1$$

Die Verzögerungszeit ist nur dann konstant, wenn die Höhe der Versorgungsspannung gleich bleibt. Deshalb ist diese mit Hilfe von Zenerdioden auf 24 V konstant gehalten. Die vom Netzteil abgegebene Spannung beträgt maximal 31 V.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V / 50 Hz
Verzögerungszeit	7–14 sek, einstellbar mit dem Widerstand R_2
Maximale Betriebstemperatur	60 °C

Transformator

Tr: M 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35, o. L., wechselsinnig geschichtet
n_1 = 4180 Wdg 0,09 CuL
n_2 = 450 Wdg 0,35 CuL

Gr: Selen- Flachgleichrichter B60 C200
Relais R: Trls 154c nach TBv 65422/93 d

4. Photoverstärker

Unter Photoverstärkern versteht man Anordnungen, bei denen das von einem lichtempfindlichen Element, wie Photodiode, Photowiderstand oder Photoelement, abgegebene Signal verstärkt wird, um bestimmte Vorgänge auszulösen.
Die Silizium Photoelemente BPY 11 und BP 100 haben eine besonders hohe Anfangsempfindlichkeit. Bereits bei sehr kleinen Lichtstärken erhält man ein verhältnismäßig großes Signal. Deshalb sind diese Photoelemente ganz besonders für solche Lichtschranken oder Abtasteinrichtungen geeignet, bei denen aus irgendwelchen Gründen die Intensität der Lichtquelle nicht hoch sein kann.

Verstärker für Lochstreifenabtastung

Bei Vorrichtungen für die photoelektrische Abtastung von Lochstreifen muß auf die Ausbildung der Optik und des Schaltverstärkers gleichermaßen große Sorgfalt aufgewendet werden. Je besser die Optik ist und je höher somit die Lichtintensität am lichtempfindlichen Bauteil ist, um so einfacher und billiger kann der Schaltverstärker sein.
Eine Anordnung, die gute Ergebnisse liefert, sieht folgendermaßen aus: Hinter einer Soffitenlampe ist ein Reflektor angebracht, der zum Beispiel versilbert oder aus hochglänzendem Aluminium sein kann. Eine Sammellinse, die aus einem in Längsrichtung halbierten Plexiglas-Rundstab bestehen kann, zwischen Lampe und Lochstreifen bzw. Blende verbessert die Bündelung des Lichtstrahles.
Die Lochstreifen sind oft aus sehr dünnem Papier hergestellt. Das Hell-Dunkel-Verhältnis am Photoelement wird dann auch bei hoher Lichtintensität sehr klein. Dagegen kann mit einem Komplementärfilter Abhilfe geschaffen werden. Bei einem grünen Lochstreifen wird man zum Beispiel ein Rotfilter verwenden.
Das Bild 4.1 zeigt eine Verstärker-Schaltung, die verwendet werden kann, wenn als Lichtquelle eine Soffittenlampe von 3 W und die oben beschriebene einfache

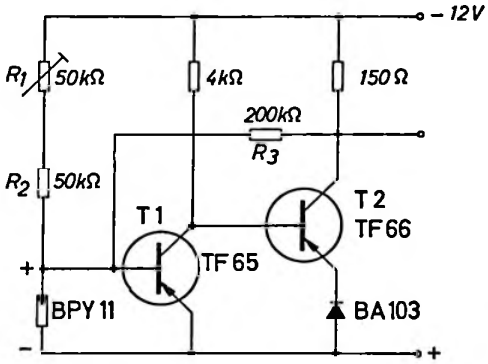


Bild 4.1

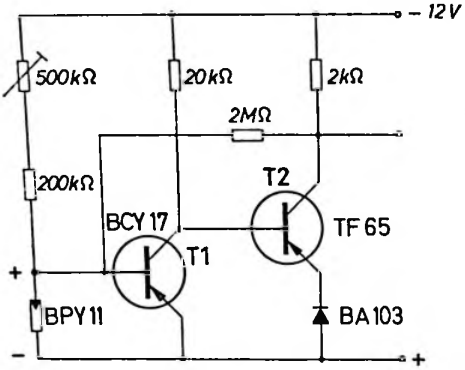


Bild 4.2

Optik verwendet wird. Die für das Ansprechen der Schaltung erforderliche Differenz zwischen dem Photostrom bei Beleuchtung und Abdunklung des Photoelementes beträgt mindestens 100 µA. Dies entspricht beim Photoelement BPY 11 einem Helligkeitsunterschied von etwa 2000 Lx.

Bei der Schaltung handelt es sich um einen rückgekoppelten Verstärker. Mit diesem wird erreicht, daß die Transistoren immer entweder vollständig gesperrt oder durchgesteuert sind. Die an den Transistoren auftretende Verlustleistung ist klein und es besteht nicht die Gefahr einer Fehlanzeige.

Ohne Belichtung ist der Transistor T_1 durchgesteuert, weil seine Basis über ausreichend kleine Widerstände mit dem negativen Pol der Batterie verbunden ist. Der Transistor T_2 ist gesperrt. Das Potential am Emitter dieses Transistors ist durch eine in Durchlaßrichtung gepolte Si-Diode etwas angehoben, deshalb reicht die am Transistor verbleibende Restspannung nicht aus, um ihn aufzusteuern. Das Photoelement BPY 11 ist zwischen der Basis und dem Emitter des Transistors T_1 angeschaltet. Weil die zur Durchsteuerung dieses Transistors erforderliche Basis-Emitter-Spannung nie größer als 0,5 V wird, tritt am Photoelement keine unzulässig hohe Sperrspannung auf.

Bei Belichtung verringert das Photoelement die Höhe dieser Steuerspannung, weil es eine Gegenspannung erzeugt und einen Teil des über die Widerstände R_1 und R_2 fließenden Stromes aufnimmt. Der Arbeitspunkt des Transistors T_1 wird in Richtung Sperrzustand verschoben. Die Spannung am Kollektor verändert sich gegen negative Werte, wodurch der Transistor T_2 aufgesteuert wird. Über den Widerstand R_3 wird die Potentialänderung an dessen Kollektor auf die Basis des Transistors T_1 übertragen. Dieser wird nun schnell vollständig gesperrt und der Transistor T_2 wird bis zur Restspannung durchgesteuert.

Der Widerstand R_1 ist in der Schaltung veränderlich eingezeichnet. Damit kann der optimale Ansprechpunkt eingestellt werden.

Die Grenze für die Empfindlichkeit einer solchen Schaltung stellt der Kollektor-Basis-Sperrstrom des Transistors T_1 dar. Die Änderung des Eingangsstromes bei Belichtung des Elementes muß größer sein als die Änderung dieses Stromes

auf Grund von Sperrstrom-Änderungen, z. B. bei Temperaturschwankungen. Von Vorteil ist hier, daß zwischen Kollektor und Emitter bzw. Kollektor und Basis dieses Transistors keine höhere Sperrspannung als 1 V auftritt, weil parallel dazu nur die Basis-Emitter-Diode des Transistors T_2 und die Silizium-Diode liegen, die beide dann in Durchlaßrichtung betrieben sind.
Wenn die Empfindlichkeit der Schaltung nach Bild 4.1 nicht ausreicht, so kann die Schaltung nach Bild 4.2 verwendet werden. Hier wird in der ersten Stufe ein Silizium-Transistor verwendet, der einen wesentlich geringeren Sperrstrom als ein Germanium-Transistor hat. Bei dieser Schaltung wird ein Ansprechen bei einem Unterschied der Photoströme von mindestens 10 µA erreicht. Dies entspricht einem Helligkeitsunterschied von etwa 200 Lx.

Photoelektrische Schaltverstärker

Die Schaltungen nach Bild 4.3 und 4.4 zeigen Schaltverstärker, mit deren Hilfe bei Beleuchtung eines Photoelementes BP 100 ein Schaltmagnet zum Ansprechen gebracht wird.
Der Kondensator C_1 verhindert, daß bei kurzen Lichtblitzen die Schaltung bereits anspricht. Der Verstärker arbeitet stabil bis zu einer Umgebungstemperatur von 50 °C. Bei der Verwendung von Schaltmagneten mit hoher Induktivität müssen Vorkehrungen getroffen werden, damit beim Abschalten am Transistor keine zu hohe Sperrspannung auftritt. Dies geschieht am einfachsten dadurch, daß parallel zum Schaltmagnet ein Kondensator oder eine Diode geschaltet wird. Dadurch wird allerdings die Schaltzeit des Magneten beeinflußt.

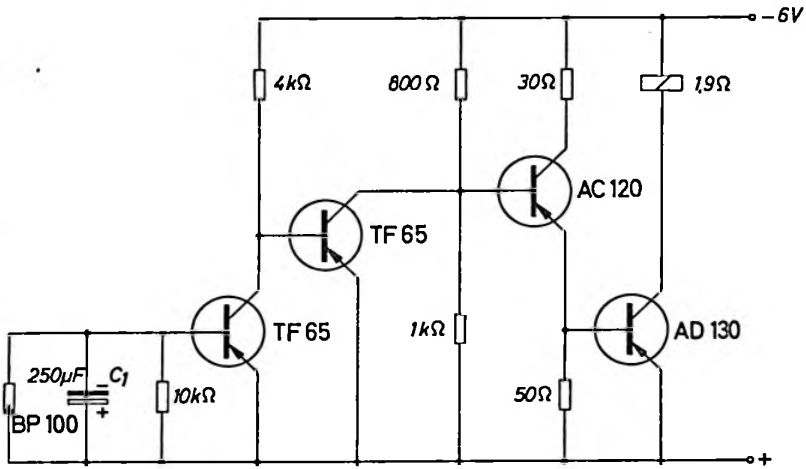


Bild 4.3

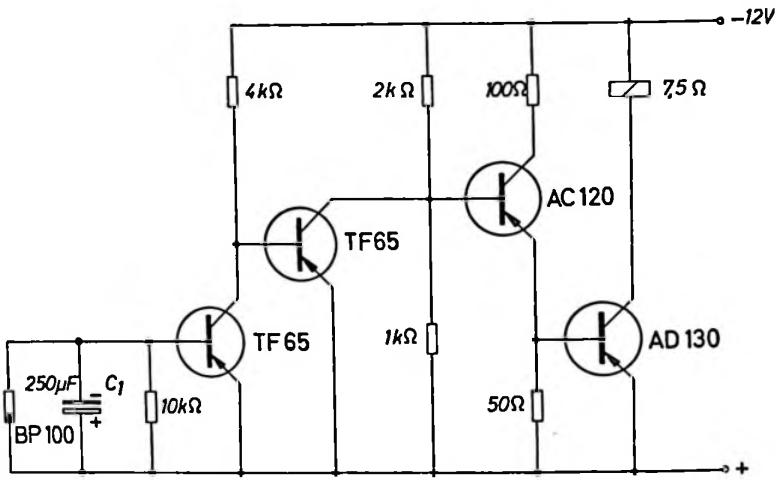


Bild 4.4

Technische Daten		Bild 4.3		Bild 4.4
Batteriespannung		6 V		12 V
Betriebsstrom	etwa	3,3 A	etwa	1,7 A
Widerstand des Schaltmagneten		1,9 Ω		7,5 Ω
Schaltleistung		20 W		20 W
Empfindlichkeit		100 µA		100 µA
Erforderliche Beleuchtungsstärke		2000 Lx		2000 Lx
Maximale Umgebungstemperatur		50 °C		50 °C

5. Schaltverstärker

In Schaltverstärkern sind die Transistoren immer entweder vollständig gesperrt oder durchgeschaltet. Transistoren, die in solchen Verstärkern verwendet werden, sollen eine kleine Restspannung, also einen niedrigen Durchlaßwiderstand und einen kleinen Sperrstrom haben.

Gegentakt-Schaltverstärker

Mit dem Verstärker nach Bild 5.1 wird erreicht, daß eines von zwei Relais am Ausgang anspricht, je nachdem mit welcher Polarität die Steuerspannung an den Eingang angelegt wird. Um einen hohen Eingangswiderstand zu erhalten, ist die erste Stufe des Gegentakt-Verstärkers in Kollektorschaltung ausgeführt.

Technische Daten

Batteriespannung	50 V	Lastwiderstand	2 × 250 Ω
Eingangsspannung	± 50 V	Schaltleistung	10 W
Eingangswiderstand	50 kΩ		

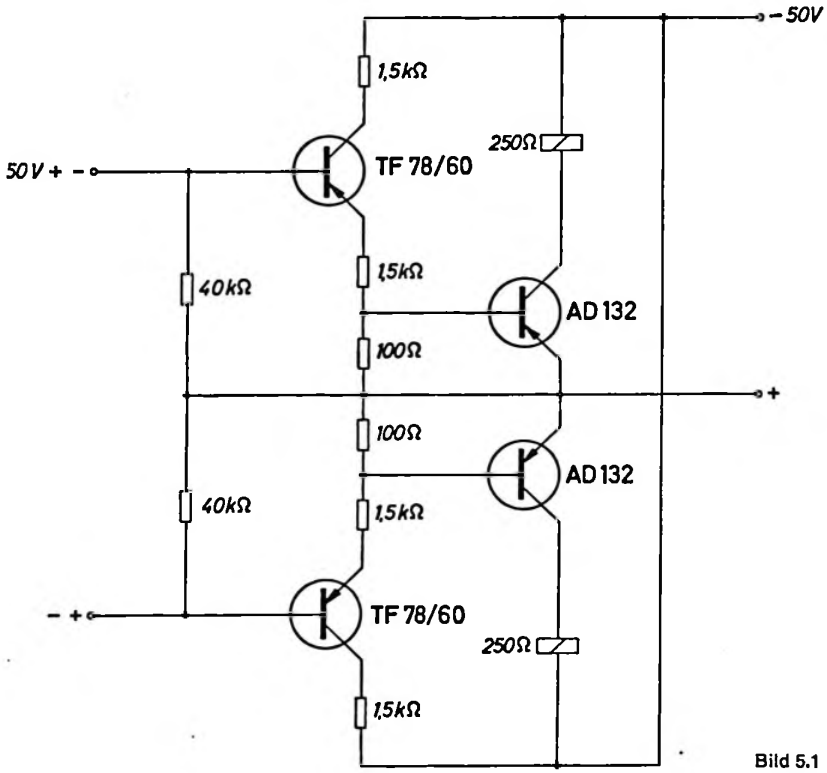


Bild 5.1

Lampenschalter

Glühlampen haben im kalten Zustand einen sehr kleinen Widerstand. Deshalb tritt beim Einschalten ein hoher Stromstoß auf. Will man Glühlampen mit Transistoren einschalten, so muß dieser Umstand berücksichtigt werden. Um zu einer wirtschaftlichen Lösung zu kommen, muß man Wege finden, um die Beanspruchung der Transistoren im Einschaltmoment zu verringern. Die Begrenzung des Kollektorstromes auf einen zulässigen Wert durch einen kleinen Basisstrom ist nicht zu empfehlen. Die Einschaltzeit wird dadurch stark erhöht und die am schaltenden Element auftretende hohe Verlustleistung zwingt zur Verwendung von mehreren parallelgeschalteten Leistungstransistoren.
Die einfachste Möglichkeit ist das Vorheizen der Glühlampen z. B. durch einen Widerstand, der parallel zur Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors liegt. Trotz des dadurch stark verringerten Einschalt-Stromstoßes muß darauf geachtet werden, daß der Transistor immer bis zur Restspannung durchgesteuert wird. Wäre dies nicht der Fall, so würde die Verlustleistung am Transistor stark ansteigen, weil neben einem hohen Kollektorstrom am Transistor auch noch ein relativ hoher Spannungsabfall auftritt. Dies ist ein weiterer Grund dafür, warum die eingangs erwähnte Lösung ungünstig ist.

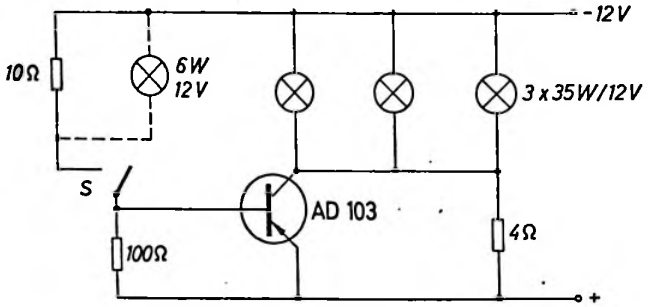


Bild 5.2

Das Bild 5.2 zeigt eine Schaltung, mit der drei Lampen mit einer Leistung von je 35 W bei einer Spannung von 12 V geschaltet werden können. Der Vorheizwiderstand von 4 Ω erhöht den Widerstand der 3 Lampen auf 0,8 Ω. Der Kollektorstrom kann deshalb nicht größer als 15 A werden. Die Durchsteuerung des Transistors AD 103 wird dadurch erreicht, daß seine Basis über einen niedrigen Widerstand (10 Ω) mit dem Minuspol der Batterie verbunden ist.
Nach dem Einschalten sinkt der Kollektorstrom auf etwa 9 A ab. Der Basisstrom ist nun größer als der zur Durchsteuerung dieses Stromes erforderliche Wert; der Transistor arbeitet im Sättigungsbetrieb. Ein gesättigter Transistor schaltet langsamer ab als ein ungesättigter. Wenn die Abschaltzeit länger wird, steigt die am Transistor bei diesem Vorgang auftretende Verlustleistung.
Wird in der Schaltung nach Bild 5.2 an Stelle des Widerstandes von 10 Ω die strichliert eingetragene Glühlampe eingesetzt, so tritt im Einschaltmoment

wegen des kleinen Kaltwiderstandes der Lampe zwar der erforderliche hohe Basisstrom auf, aber der Sättigungsbetrieb wird im geschalteten Zustand vermieden, da gleichzeitig mit dem Widerstand der 3 Lampen auch der Widerstand dieser Lampe größer wird. Der Basisstrom sinkt bei richtiger Dimensionierung auf den erforderlichen Wert.
Es muß darauf geachtet werden, daß bei Inbetriebnahme erst die Versorgungsspannung angelegt und dann erst der Schalter geschlossen wird.

Schaltverstärker mit konstanter Empfindlichkeit

Bei dem Schaltverstärker nach Bild 5.3 ist im Ruhezustand der Transistor T_1 durchgeschaltet und der Transistor T_2 gesperrt. Eine sichere Sperrung dieses Transistors wird dadurch erreicht, daß das Potential an seinem Emitter durch die in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdiode BA 103 etwas angehoben ist. Die Durchsteuerung des Transistors T_1 erfolgt über den Widerstand R_1. Die Steuerspannung wird so angeschaltet, daß positives Potential an die Basis des Transistors T_1 gelangt. Dadurch wird dieser gesperrt und der Transistor T_2 durchgeschaltet; das Relais spricht an. Die Rückkopplung über den Widerstand R_2 beschleunigt diesen Vorgang. Dadurch erhält dieser Verstärker eine ähnliche Charakteristik wie ein Schwellwertverstärker.

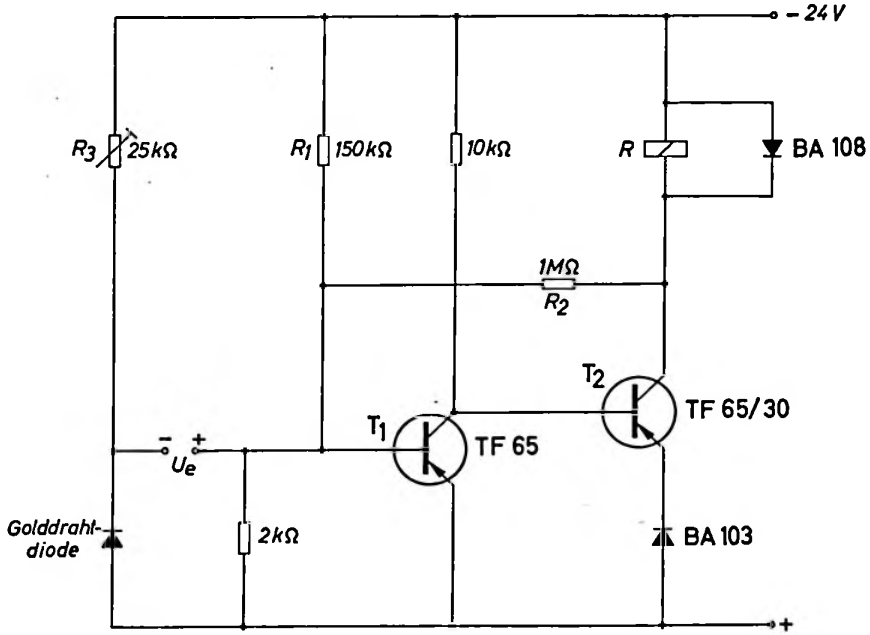


Bild 5.3

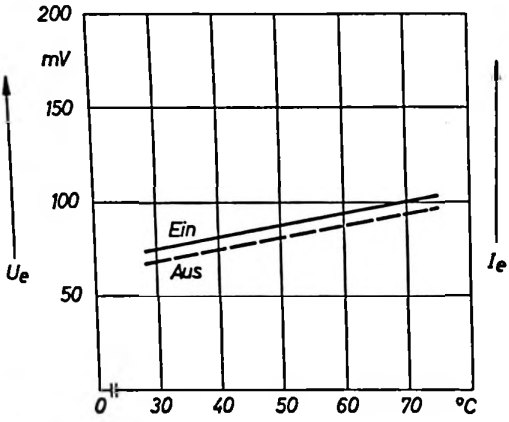


Bild 5.4 ϑ

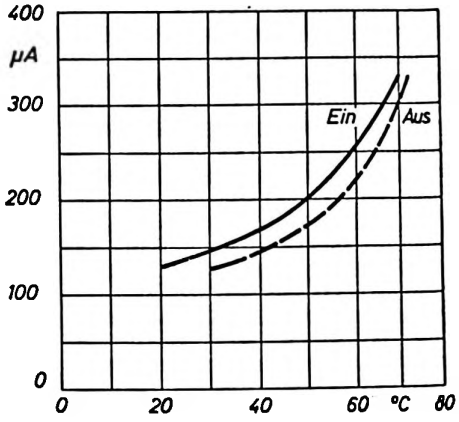


Bild 5.5 ϑ

Die Verstärkung und der Eingangswiderstand eines Transistors ändern sich mit der Temperatur. Deshalb würde ohne zusätzliche Schaltungsmaßnahmen die Ansprechspannung nicht über den ganzen interessierenden Temperaturbereich den gleichen Wert haben.

Eine sehr gute Kompensation erhält man mit Hilfe der Golddrahtdiode AAY 15. Die Durchlaßspannung dieser Diode hat etwa den gleichen Temperaturkoeffizient wie die Basisspannung eines Transistors. Das Potential am Fußpunkt der Eingangsspannung liegt hier also nicht fest, sondern ändert sich mit der Temperatur. Dadurch kann erreicht werden, daß die Ansprechspannung des Schaltverstärkers bei Temperaturänderung nahezu konstant bleibt.

Das Bild 5.4 zeigt die Abhängigkeit der Eingangsspannung von der Temperatur. Der erforderliche Eingangsstrom ändert sich stärker, wie im Bild 5.5 zu sehen ist. Die stabilisierende Wirkung dieser Schaltung kann deshalb nur ausgenützt werden, wenn die Steuerquelle einen niedrigen Innenwiderstand hat.

Anstelle der Golddrahtdiode kann auch die Basis-Emitterstrecke eines Transistors, z. B. des TF 65 verwendet werden. Es muß nur in jedem Fall darauf geachtet werden, daß die Durchlaßspannung der Diode etwas größer ist als die Basis-Emitterspannung des Transistors, damit bei einer Steuerquelle mit kleinem Innenwiderstand nicht bereits ohne Steuerspannung der Schaltverstärker anspricht. Die Durchlaßspannung der Diode kann mit Hilfe des Widerstandes R_3 eingestellt werden. Eine Änderung der Batteriespannung hat keinen nennenswerten Einfluß auf die Eingangsempfindlichkeit (Steuerspannung) der Schaltung.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Eingangsspannung	75 mV

Relais R: Trls 154c nach TBv 65426/93 c

6. Steuer- und Regelschaltungen

Halbleiter-Bauelemente ermöglichen auf vielfältige Weise die Umwandlung von Meßwerten. Mit Heißleitern kann eine Temperaturänderung als Spannungs- oder Stromänderung ausgedrückt werden. Bei Photodioden und Photoelementen ist ähnliches bei einer Änderung der Lichtintensität möglich.

Spannungsüberwachung

Die Schaltung nach Bild 6.1 kann zur Spannungsüberwachung bzw. als Schutzschalter verwendet werden. Wenn am Eingang die Spannung so hoch ansteigt, daß die Zenerdiode SZ 12 stromdurchlässig wird, spricht der Schaltverstärker an. Dieser Schwellwert kann mit dem Spannungsteiler am Eingang und dem Widerstand R_1 zwischen 20 und 350 V eingestellt werden.
Die Welligkeit der Meßspannung darf bis zu 50% betragen weil sie in der Schaltung durch Kondensatoren geglättet wird.
In der Schaltung nach Bild 6.1 ist das Relais angezogen wenn die Größe der zu überwachenden Spannung unter dem Schwellwert liegt. Sobald die Spannung den Schwellwert überschreitet, fällt das Relais ab. Die Siliziumdioden im Emitterkreis der Transistoren verbessern das Schaltverhalten. Sie ermöglichen ein einwandfreies Arbeiten des Verstärkers auch bei höheren Umgebungstemperaturen und vermeiden durch ihre gegenkoppelnde Wirkung labile Schaltzustände.

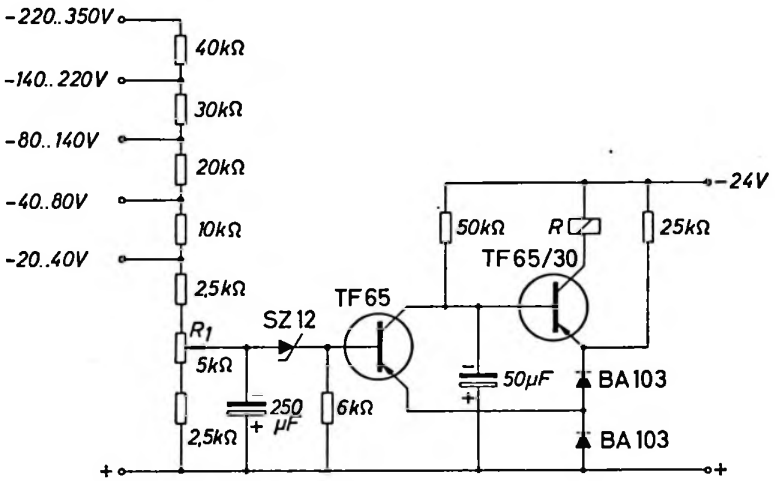


Bild 6.1

Eine Möglichkeit das Relais bei Erreichen der Schwellspannung zum Ansprechen zu bringen, also die umgekehrte Funktion gegenüber der oben beschriebenen, zeigt die Schaltung nach Bild 6.2. Es wird eine einfache Umkehrstufe zusätzlich verwendet. Bei Schaltverstärkern muß das Potential am Emitter von aufeinanderfolgenden Stufen immer etwas stärker gegen negative Werte angehoben sein, als das Potential am Kollektor der durchgeschalteten vorhergehenden Stufe. Da hier im Emitterkreis der zweiten Stufe bereits zwei Silizium Dioden in Durchlaßrichtung liegen, müssen in der Umkehrstufe drei Siliziumdioden oder eine Zenerdiode verwendet werden.

Technische Daten

Batteriespannung		24 V
Batteriestrom		1,3 bzw. 11 mA
Einstellbarer Schwellwert		20–350 V
Temperaturabhängigkeit des Schwellwertes	etwa	$6.10^{-3}/^{\circ}$ C
Differenz zwischen Ansprech- und Abfallspannung	etwa	1%
Maximale Umgebungstemperatur		60 °C

Relais R: Trls 154c nach TBv 65426/93 c

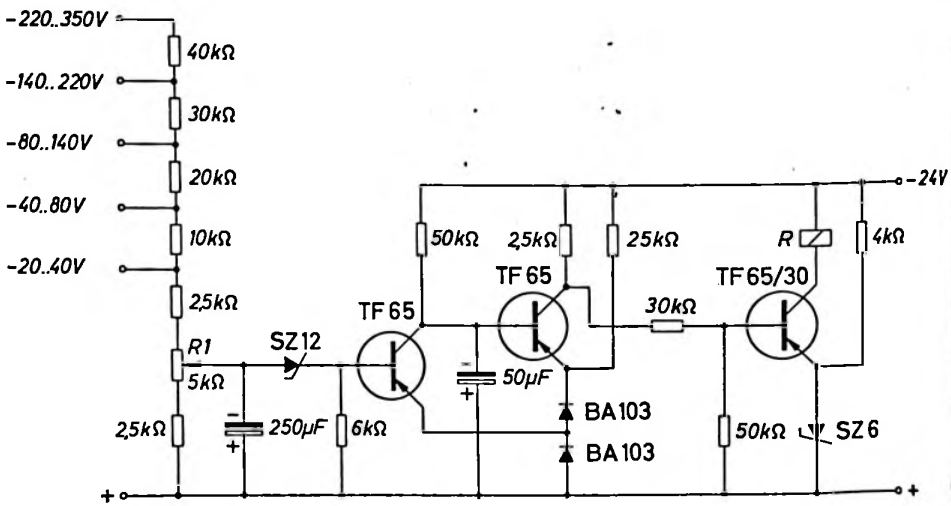


Bild 6.2

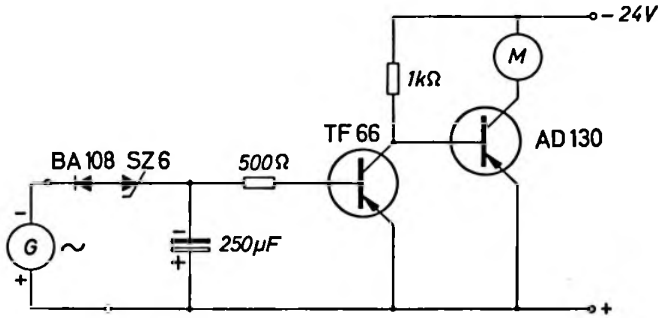


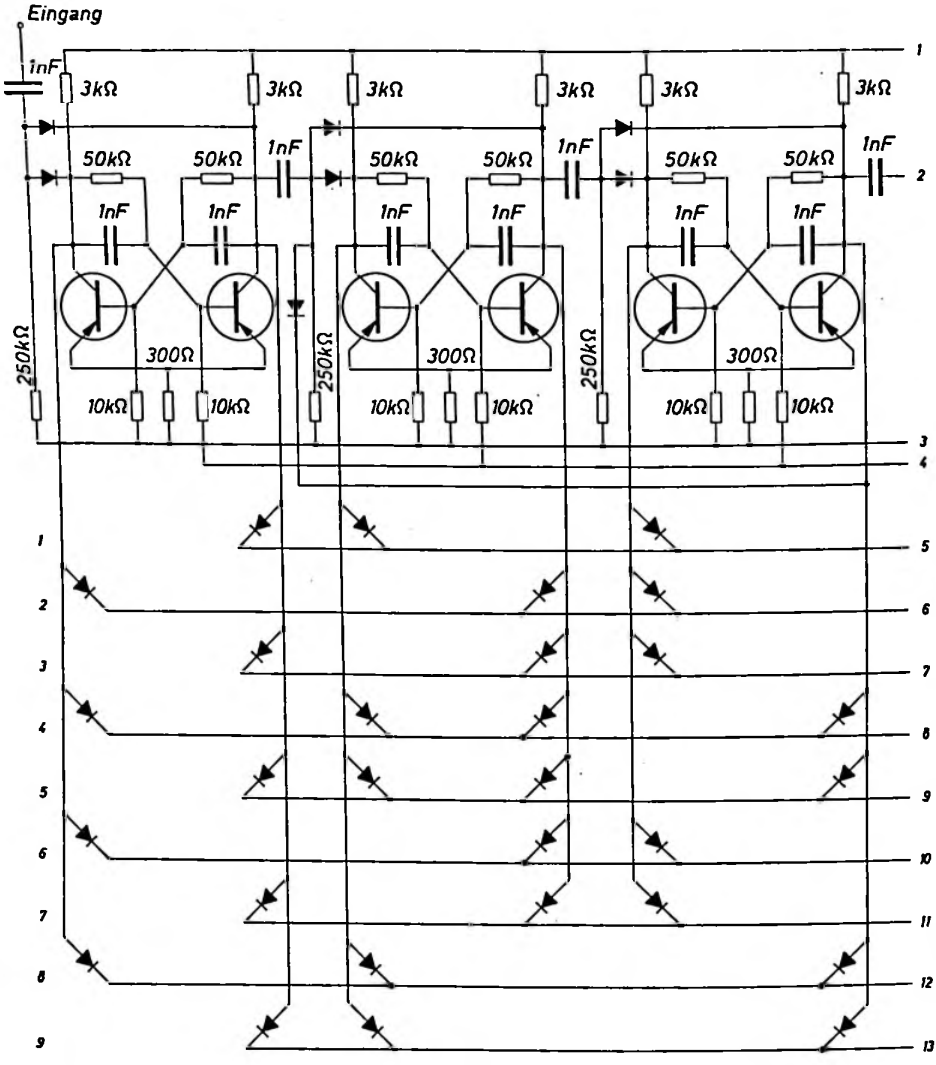
Bild 6.3

Drehzahlregelung von Kleinmotoren

Das Bild 6.3 zeigt eine Möglichkeit der kontaktlosen Drehzahlregelung von Kleinmotoren. Mit der Motorachse wird ein kleiner Generator (Dynamo) gekoppelt. Dieser liefert eine Spannung, deren Höhe von der Drehzahl abhängig ist. Über eine Zenerdiode wird ein Verstärker angesteuert, der den Motorstrom verändert. Die Siliziumdiode BA 108 kann weggelassen werden, wenn der Geber Gleichspannung liefert.

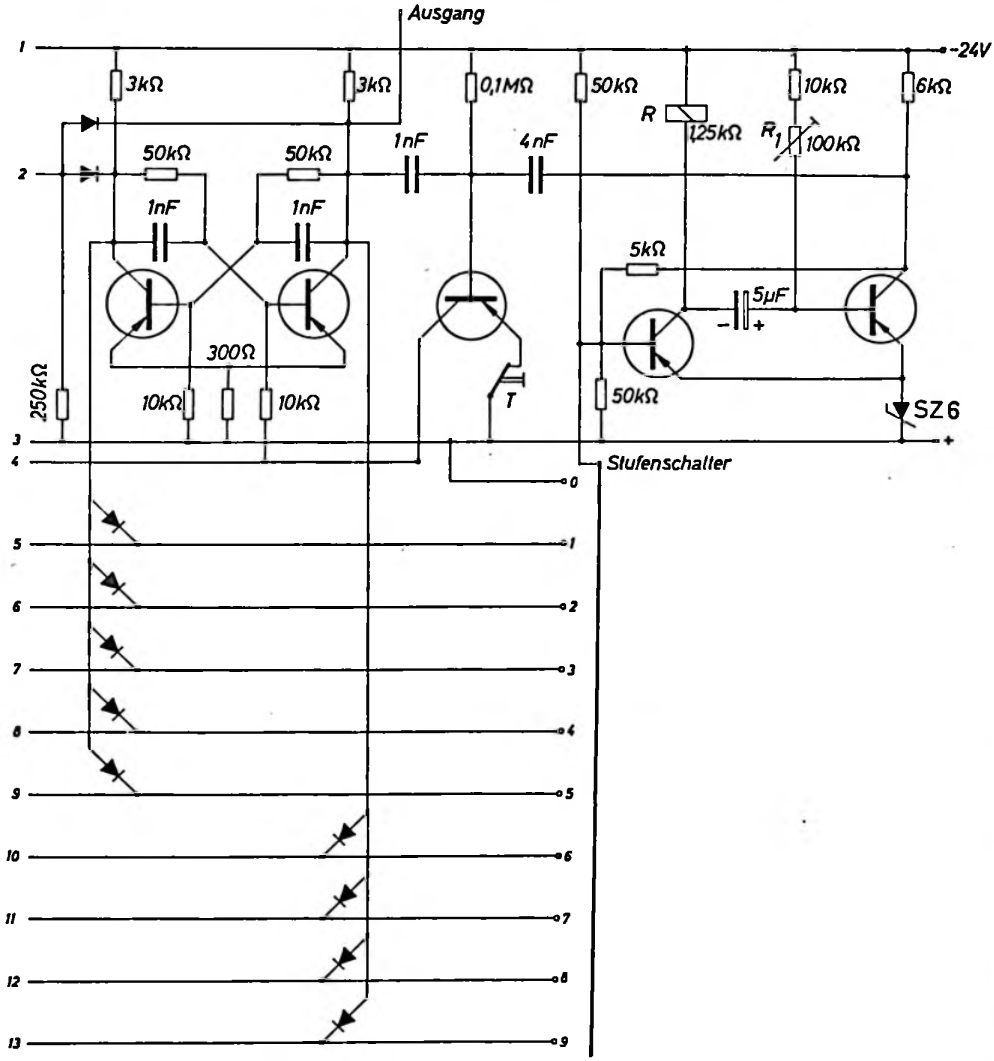
Elektronische Zähleinheit mit Vorwahl und Schaltverstärker

Eine Zählschaltung, die zusammen mit Geiger-Müller-Zählrohren zur Stückzahlermittlung an Fließbändern oder als dekadischer Untersetzer verwendet werden kann, zeigt das Bild 6.4. Die Zähleinheit zählt jeden am Eingang ankommenden Impuls. Die Impulse müssen rechteckförmig sein; sinusförmige Impulse werden nicht gezählt. Nach jedem 10. Zählimpuls wird am Ausgang ein positiver Impuls abgegeben, der zur Ansteuerung einer 2. Zähldekade verwendet werden kann. Dem Hintereinanderschalten derartiger dekadischer Zähleinheiten ist keine Grenze gesetzt. Jede Zähleinheit zählt eine Zehner-Potenz, so daß man z. B. mit 3 Dekaden von 0 bis 999 zählen kann. Bei kleineren Zählgeschwindigkeiten können als zweite und folgende Zähleinheiten auch mechanische Zählrelais verwendet werden. Für das Anschließen eines mechanischen Zählrelais an den Ausgang einer elektronischen Dekade ist ein Schaltverstärker erforderlich. Durch die Löschtaste kann die Zählstufe von jeder Anzeige auf Null zurückgestellt werden. Zum Zählen bis 10 im Binärsystem sind 4 Multivibratorstufen erforderlich. Diese Zählkette würde erst nach $2^4 = 16$ positiven Impulsen wieder den Ausgangszustand Null erreichen. Deshalb sind noch 2 Koppelleitungen vorgesehen, mit deren Hilfe nach dem 10. Zählimpuls bereits der Zustand Null wieder hergestellt wird. In vielen Fällen ist es erwünscht, durch Vorwahl eine bestimmte Zahl einstellen zu können, bei deren Erreichen der Zählvorgang beendet werden soll und unter gleichzeitiger Abgabe eines bestimmten Ausgangsimpulses die Dekade wieder auf Null zurückgestellt wird.



Alle Dioden: RL 43
Alle Transistoren: TF 65/30

Bild 6.4



Alle Dioden: RL 43
Alle Transistoren: TF 65/30

Bild 6.4

Durch eine geeignete Diodenschaltung ist dieses Problem hier gelöst. Durch einen Stufenschalter können die Ziffern 0 bis 9 vorgewählt werden. Sind so viele Zählimpulse am Eingang angekommen, wie der vorgewählten Zahl entspricht, so wird ein Ausgangssignal abgegeben. Damit wird ein Schaltverstärker angesteuert, der dann die gewünschten Vorgänge auslöst. Nach einer durch ein RC-Glied, festgelegten Verzögerungszeit, liefert der Schaltverstärker einen positiven Sperrimpuls an die Zählkette, die dadurch wieder in die Ausgangsstellung kippt.
Wenn die Eingangsimpulse nicht rechteckförmig sind, muß der Zählschaltung eine Vorstufe wie die im Bild 6.5 gezeigte, vorgeschaltet werden. Dieser monostabile Multivibrator verwandelt Impulse, die von nicht prellfreien Kontakten erzeugt werden, oder Sinusform haben, in Rechteck-Impulse um.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Mindestspannung der Steuerimpulse	
ohne Vorstufe	12 V
mit Vorstufe	5 V
Maximale Zählfrequenz	2000 Hz
Temperaturbereich	—10 °C bis +50 °C

Zählkette für 100 KHz

Durch die Verwendung von schnell schaltenden Transistoren und sorgfältige Dimensionierung der Koppelglieder können nach dem Prinzip, das in der Schaltung nach Bild 6.4 angewendet wurde, auch Zählschaltungen für höhere Frequenzen gebaut werden.

Das Bild 6.6 zeigt eine Zähldekade die für Zählfrequenzen bis 100 KHz geeignet ist. In den ersten Stufen wurde der legierte HF-Schalttransistor TF 49 verwendet. Die Entladewiderstände für die Koppelkondensatoren zwischen den einzelnen Stufen sind sehr klein gewählt und mit dem Minuspol der Batterie verbunden. Dadurch wird erreicht, daß sich jeder Kondensator bei positiven und negativen Impulsen mit etwa gleicher Zeitkonstante entlädt. Außerdem ist jeweils nur eine der beiden Dioden gesperrt. Die andere Diode ist nicht in Sperrichtung vorgespannt und gibt deshalb den Steuerimpuls mit nur geringer Verzögerung an den durchzusteuernden Transistor weiter.

Jede Diode benötigt eine bestimmte Zeit, um vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand überzugehen. Diese Zeit, Durchlaßträghelt genannt, ist um so größer, je höher die vorher anliegende Sperrspannung war.

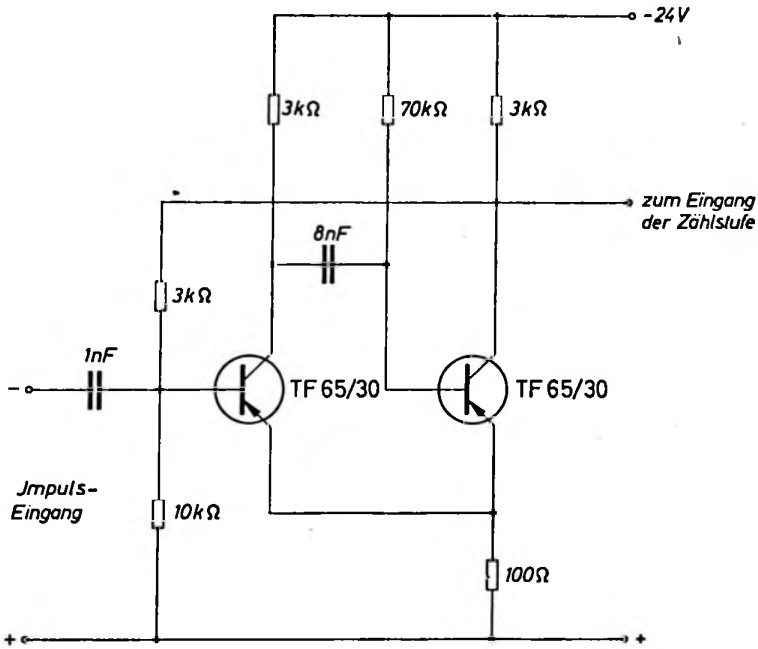


Bild 6.5

Die rechteckförmigen Steuerimpulse müssen sehr steile Flanken haben. Deshalb empfiehlt es sich, der Zählschaltung den Schmitt-Trigger nach Bild 6.7 vorzuschalten.

Technische Daten

Batteriespannung		12 V
Batteriestrom		30 mA
Mindestspannung der Steuerimpulse		
ohne Schmitt-Trigger	etwa	10 V
mit Schmitt-Trigger	etwa	2 V
Anstiegszeit der Steuerimpulse		2 µs
Maximale Zählfrequenz		100 kHz
Maximale Umgebungstemperatur		50 °C

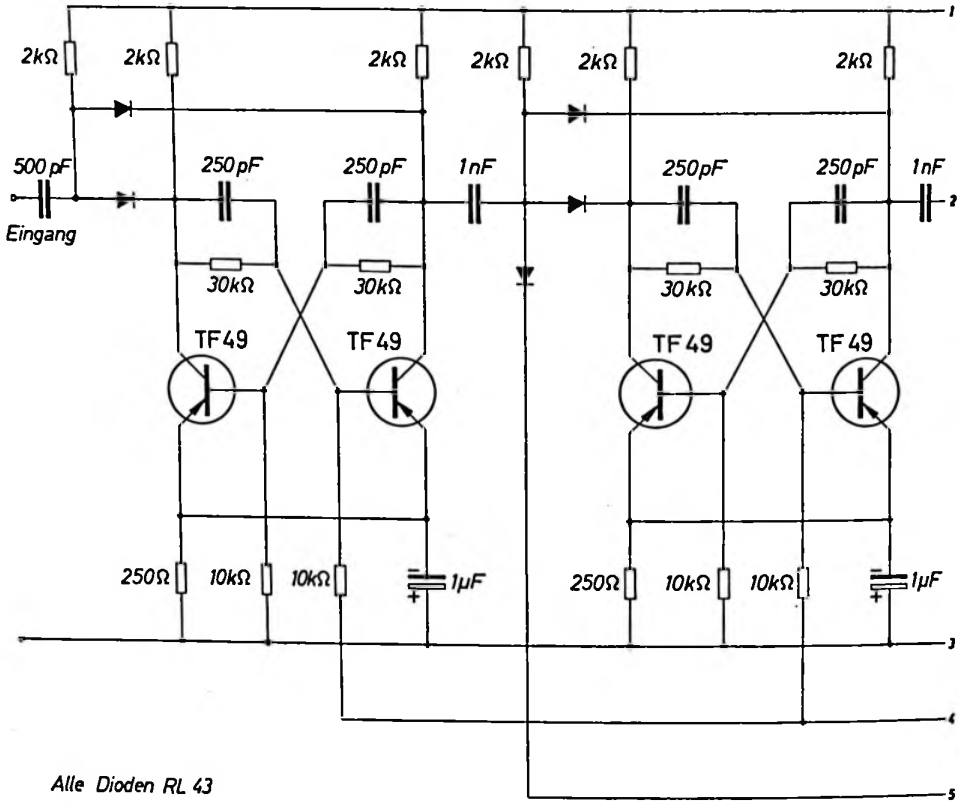

2kΩ
2kΩ
2kΩ
2kΩ
2kΩ
2kΩ
500 pF
Eingang
250 pF
250 pF
1 nF
250 pF
250 pF
1 nF
30kΩ
30kΩ
30kΩ
30kΩ
TF 49
TF 49
TF 49
TF 49
250Ω
10kΩ
10kΩ
1μF
250Ω
10kΩ
10kΩ
1μF
1
2
3
4
5
Alle Dioden RL 43

Bild 6.6

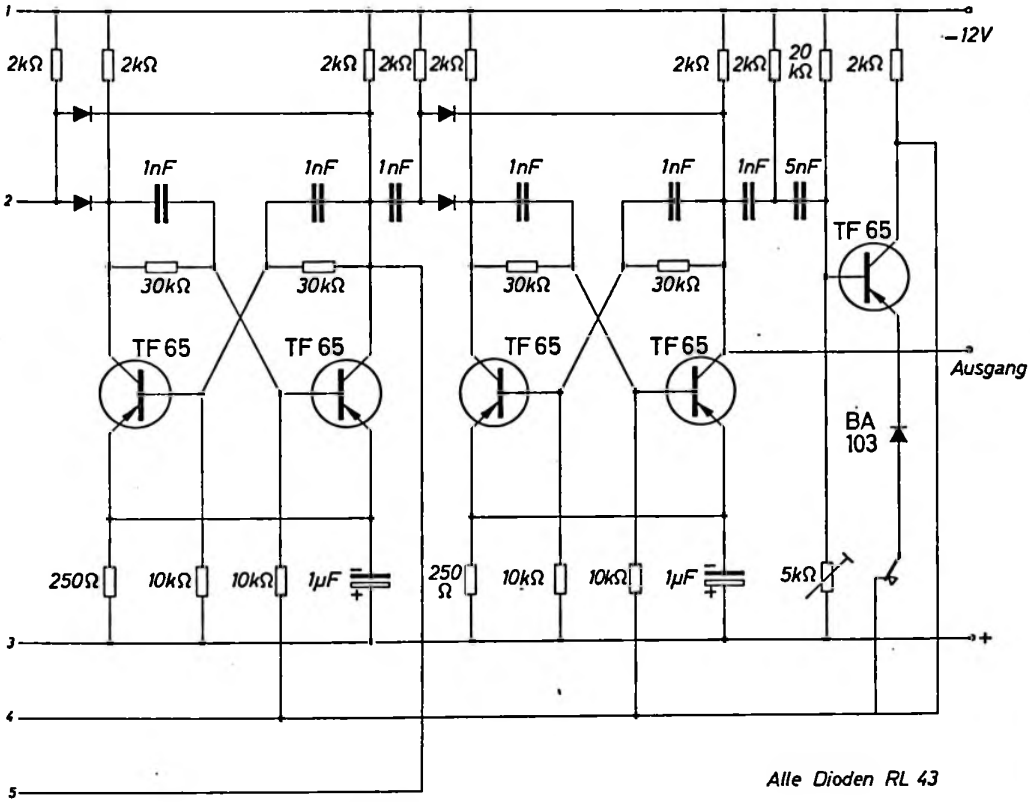


Bild 6.6

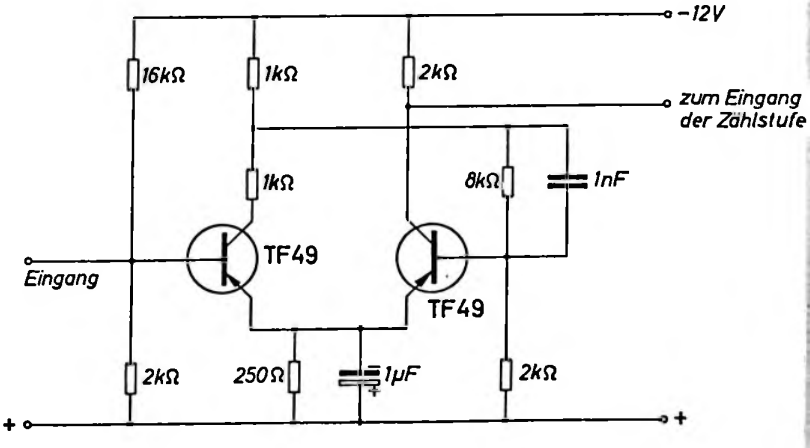


Bild 6.7

7. Digitale Schaltungen

Ein vielseitiges und interessantes Anwendungsgebiet für Transistoren eröffnet sich in der Steuer- und Regeltechnik. Bei den hier auftretenden recht komplizierten und ineinander greifenden Arbeitsabläufen ist sehr oft auch eine Auswertung bzw. eine Art Rechenvorgang zu erfüllen. Um dabei die sehr umfangreichen Steueranordnungen übersichtlich zu gestalten, setzt sich in diesem Zweig der Transistor-Anwendungstechnik immer mehr die Verwendung charakteristischer Baugruppen durch. Im nachfolgenden Kapitel werden Schaltungshinweise für einige solcher steuernden und „denkenden" Schaltungen angegeben, die sich hauptsächlich aus Multivibratoren, Schaltverstärkern und Gattereinheiten zusammensetzen.

7.1. Multivibratoren

Den Hauptanteil an steuernden und denkenden Bausteinen stellen die Multivibratoren, welche bekanntlich durch ihre beiden Schaltzustände „Ein" oder „Aus" die Aussagen „Ja" oder „Nein" simulieren. Unter den Multivibratoren nehmen naturgemäß die bistabilen Kippschaltungen das Hauptfeld ein.
Die im folgenden beschriebenen Bausteine setzen sich aus bistabilen Kippschaltungen mit zugeordneten Schaltverstärkern zusammen. Entsprechend den verschiedenen Aufgabengebieten kommen diesen Bausteinen ganz spezielle Aufgaben zu; z. B. die des Ein- und Ausschaltens eines Arbeits- oder Regelvorganges, das Anschalten eines Relais oder einer Lampe, das Auswerten eines durch die Arbeitsablaufsteuerung bewirkten Vorganges usw.

Starter

Der Starter nach Bild 7.1 enthält eine bistabile Kippschaltung (Transistoren T_1 und T_2), der zwei identische Schaltverstärkerstufen (Transistoren T_3 und T_4) nachgeschaltet sind.
Die beiden Schaltverstärker geben gemäß ihrer gegenphasigen Anschaltung an die bistabile Kippschaltung stets zueinander konträre Spannungen an den Ausgängen 9 und 10 ab. Der Baustein läßt sich vorteilhaft zur Steuerung von irgendwelchen Arbeitsschritten verwenden; z. B. als reiner Schalter oder als Verriegelungs-Flip-Flop. Geschaltet wird der Baustein mittels positiver Impulse an den Klemmen 1, 2, 3 und 5 und zwar bewirkt ein kurzzeitiger Stromimpuls von > 2,5 mA an den Klemmen 1 oder 2 am Ausgang 10 einen negativen Spannungsimpuls, ein ähnlicher Impuls an den Klemmen 3 oder 5 hingegen bewirkt an der Klemme 9 das gleiche Verhalten.
Erfolgt z. B. die Ansteuerung an der Basis des Transistors T_1 mit einem positiven Impuls, so wird dieser Transistor gesperrt. Das Potential an seinem Kollektor verändert sich gegen negative Werte. Über den Widerstand R_2 gelangt das negative Potential an die Basis des Transistors T_2, der dadurch stromdurchlässig

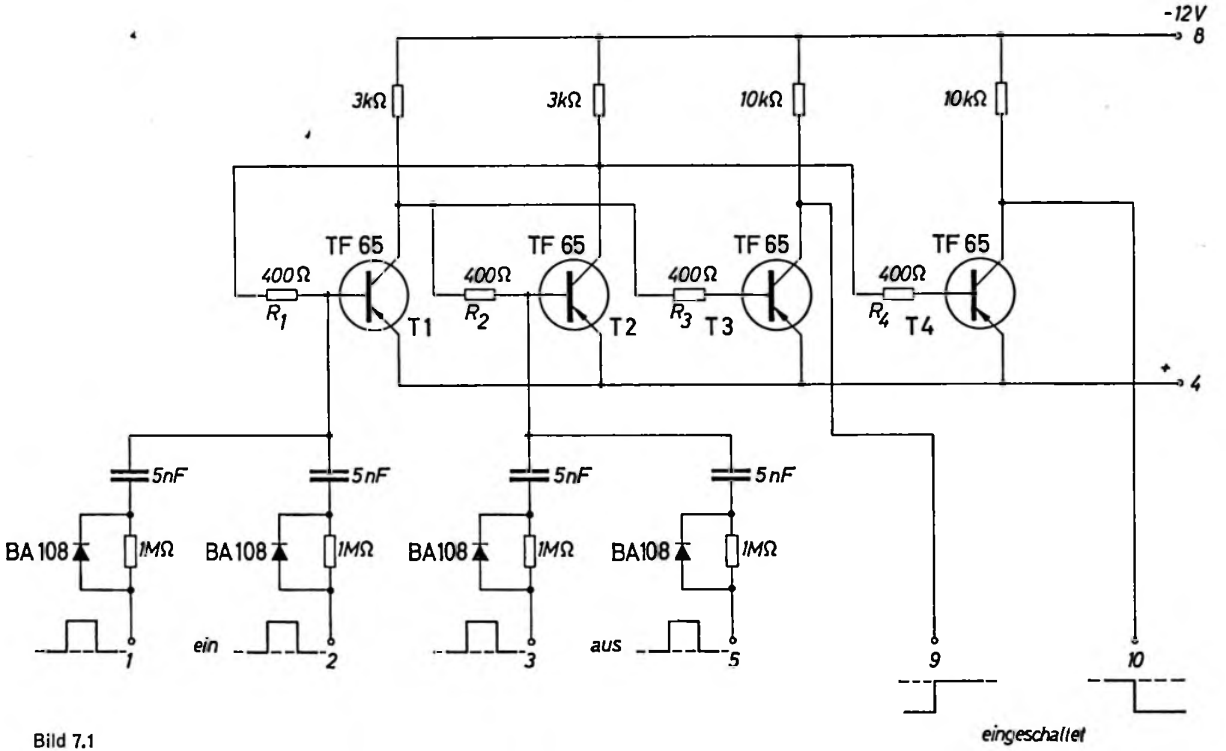

-12V
8
3kΩ
3kΩ
10kΩ
10kΩ
TF 65
TF 65
TF 65
TF 65
400Ω
400Ω
400Ω
400Ω
R1
R2
R3
R4
T1
T2
T3
T4
+
4
5nF
5nF
5nF
5nF
BA 108
BA108
BA108
BA108
1MΩ
1MΩ
1MΩ
1MΩ
ein
aus
1
2
3
5
9
10
eingeschaltet

Bild 7.1

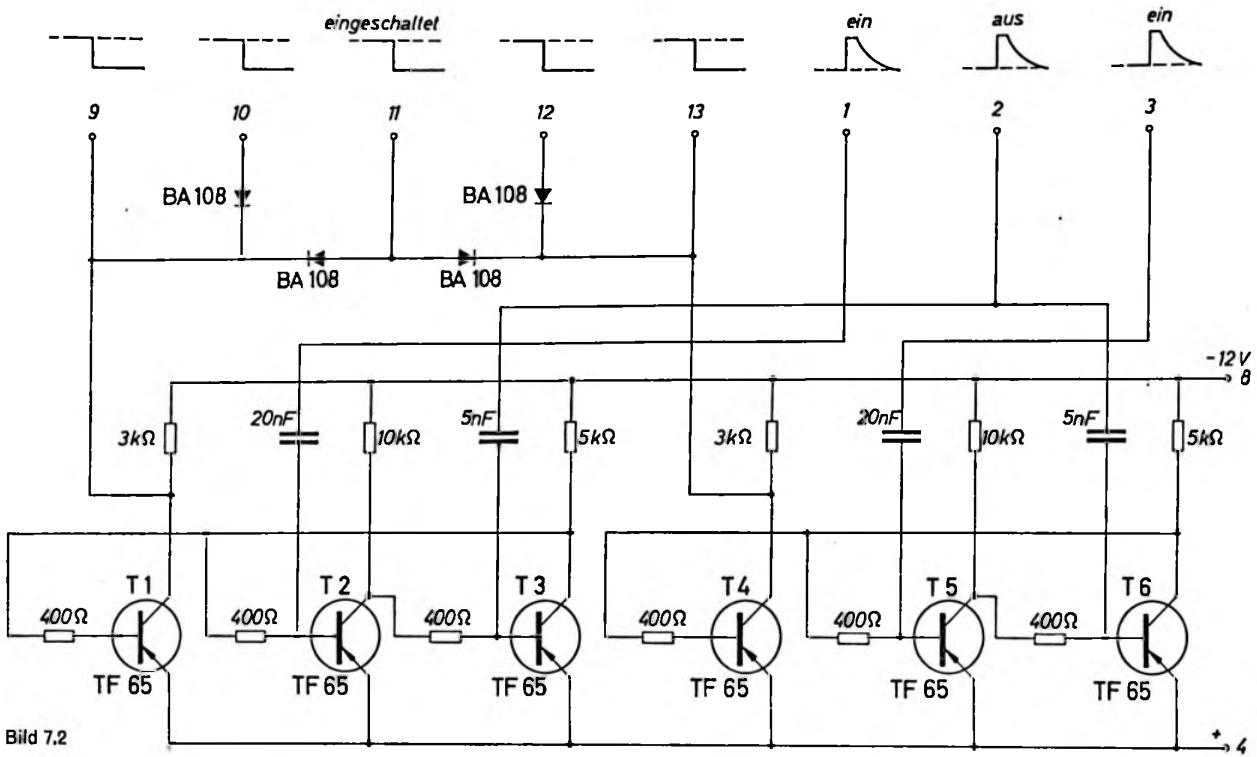

eingeschaltet
ein
aus
ein
9
10
11
12
13
1
2
3
BA 108
BA 108
BA 108
BA 108
-12 V
8
3kΩ
20nF
10kΩ
5nF
5kΩ
3kΩ
20nF
10kΩ
5nF
5kΩ
T 1
T 2
T 3
T 4
T 5
T 6
400Ω
400Ω
400Ω
400Ω
400Ω
400Ω
TF 65
TF 65
TF 65
TF 65
TF 65
TF 65
+
4

Bild 7.2

wird. Am Kollektor des Transistors T_2 verändert sich nun das Potential gegen positive Werte. Dadurch wird über den Widerstand R_1 der Transistor T_1 vollständig gesperrt. Die Potentialänderung am Kollektor des Transistors T_2 wird über den Widerstand R_4 auch auf die Basis des Transistors T_4 übertragen. Dieser wird gesperrt und am Ausgang des Schaltverstärkers entsteht ein negativer Impuls, dessen Amplitude etwa gleich der Batteriespannung ist. Dieser Impuls bleibt nun so lange erhalten, bis ein Signal die Beendigung des Steuer- oder des Meßvorganges meldet. Bis zu diesem Augenblick bleiben weitere Startimpulse mit positivem Potential ohne Einfluß. Das Schlußsignal muß ein positiver Spannungsimpuls sein, der an die Eingänge 3 oder 5 angeschaltet wird. Dadurch kippt der bistabile Multivibrator in den anderen stabilen Schaltzustand. Der Transistor T_2 wird gesperrt und der Transistor T_1 wird geöffnet. Der Transistor T_3 des zweiten Schaltverstärkers wird gesperrt. Die Potentialänderung am Ausgang 9 kann z. B. für eine Anzeige über die Beendigung des Vorganges verwendet werden.
Im Bild 7.1 sind je zwei Eingänge für das Einschalten und das Ausschalten angegeben. Selbstverständlich kann eine beliebige Anzahl von Eingängen angeordnet werden. Wenn sie wie im vorliegenden Fall durch Dioden voneinander getrennt werden, können alle Eingänge völlig unabhängig voneinander verwendet werden.
Mit Hilfe eines elektronischen Fortschalters und eines Impulsgenerators kann diese Startschaltung mehrmals hintereinander betätigt werden. Als Beispiel für eine solche Anwendung sei das aufeinanderfolgende Abfragen von Temperaturen an mehreren Meßstellen genannt.

Technische Daten (Bild 7.1)

Batteriespannung	12 V
Maximaler Batteriestrom	6 mA
Einschaltimpuls (Klemmen 1 und 2)	$\geq$ 2,5 mA
Abschaltimpuls (Klemmen 3 und 5)	$\geq$ 2,5 mA
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

Die Schaltung nach Bild 7.2 enthält zwei vollkommen gleichartige bistabile Kippschaltungen (Transistoren T_2 und T_3, bzw. T_5 und T_6) und je einen nachgeschalteten Schaltverstärker (Transistor T_1 bzw. T_4). Die Anordnung ist der vorher beschriebenen ähnlich, jedoch fehlen die Dioden an den Steuereingängen. Der Baustein läßt sich also sowohl mit positiven als auch mit negativen Impulsen aus- und einschalten. Die Ausgänge der beiden Baugruppen sind miteinander durch Dioden verkoppelt und zwar so, daß die Ausgänge 9 und 10 jeweils nur vom linken der Ausgang 11 von beiden und die Ausgänge 12 und 13 nur vom rechten Schaltverstärker aus mit Spannung versorgt werden. Über den Eingang 2 können beide Einheiten parallel aus- bzw. eingeschaltet werden. Die Anwendung dieses Bausteines erstreckt sich wiederum auf die Steuerung von beliebigen Arbeitsvorgängen.

Technische Daten (Bild 7.2)

Batteriespannung	12 V
Maximaler Batteriestrom	15 mA
Einschaltimpuls (Klemmen 1 und 3)	≥ 2,5 mA
Ausschaltimpuls (Klemme 2)	≥ 5 mA
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

Fortschalter

Der Fortschalter nach Bild 7.3 ist ähnlich dem einen Teil der Schaltung nach Bild 7.2 gebaut, enthält also eine bistabile Kippschaltung (Transistoren T_2 und T_3), einen Schaltverstärker (Transistor T_1) und einen Normalspannungsausgang an der Klemme 11 (T_4 und SZ 6). Dementsprechend sind die Funktionen ähnlich den der vorher beschriebenen Baustelne. Der zusätzliche Normalspannungsausgang hingegen gestattet über Klemme 11 irgendwelche spezielle Meßvorgänge elektronisch zu steuern. Die an dieser Klemme abgegebene Spannung ist annähernd 0 V, solange der Transistor T_4 durchgeschaltet, der Baustein also ausgeschaltet ist. Sie beträgt hingegen annähernd 6 V, wenn der Transistor T_4 gesperrt ist. Da Zenerdioden mit einer Zenerdurchbruchsspannung von etwa 5,5 bis 6,5 V verwendet werden, ist die abgegebene Normalspannung infolge der speziellen elektrischen Eigenschaften der Zenerdioden in diesem Spannungsbereich temperaturunabhängig. Betriebsspannungsschwankungen sowie Last- und Temperaturänderungen verfälschen die Normalspannung daher nicht. Die störende Restspannung des Transistors T_4 während dessen Durchschaltperiode kann über den Widerstand von 120 Ohm an der Klemme 11 durch einen positiven Strom kompensiert werden. An der Klemme 11 beträgt dann die Spannung 0 V.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Maximaler Batteriestrom	20 mA
Einschaltimpuls (Klemme 1)	≥ 2,5 mA
Ausschaltimpuls (Klemme 2)	≥ 3 mA
(Klemme 3)	≥ 0,3 mA
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

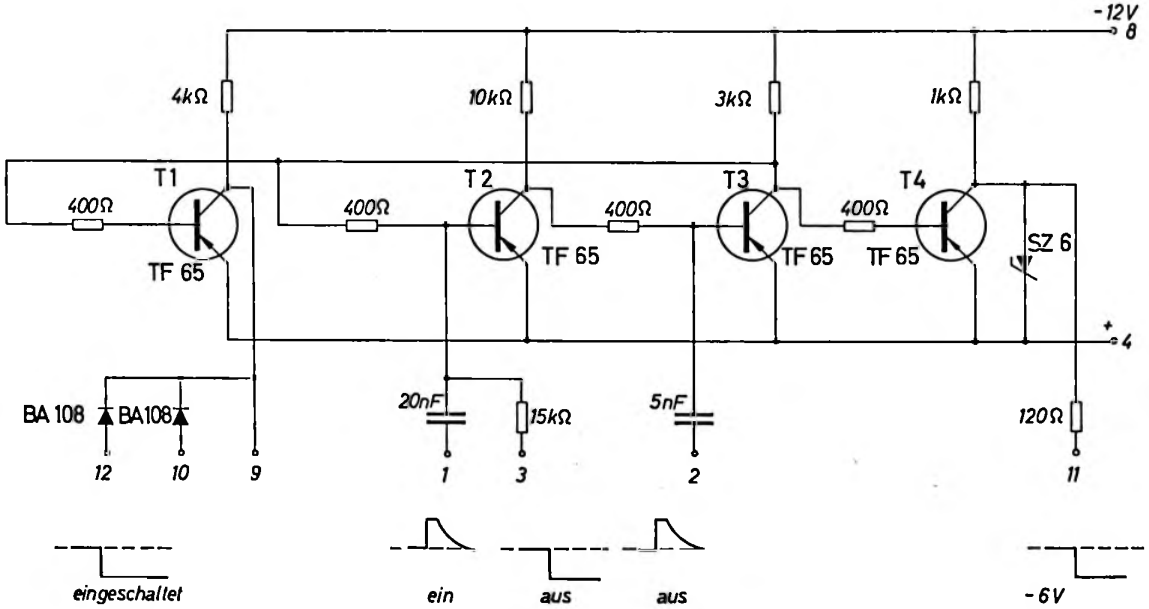

-12V
8
4kΩ
10kΩ
3kΩ
1kΩ
T1
T2
T3
T4
400Ω
400Ω
400Ω
400Ω
TF 65
TF 65
TF 65
TF 65
SZ 6
+
4
BA 108
BA108
20nF
15kΩ
5nF
120Ω
12
10
9
1
3
2
11
eingeschaltet
ein
aus
aus
-6V

Bild 7.3

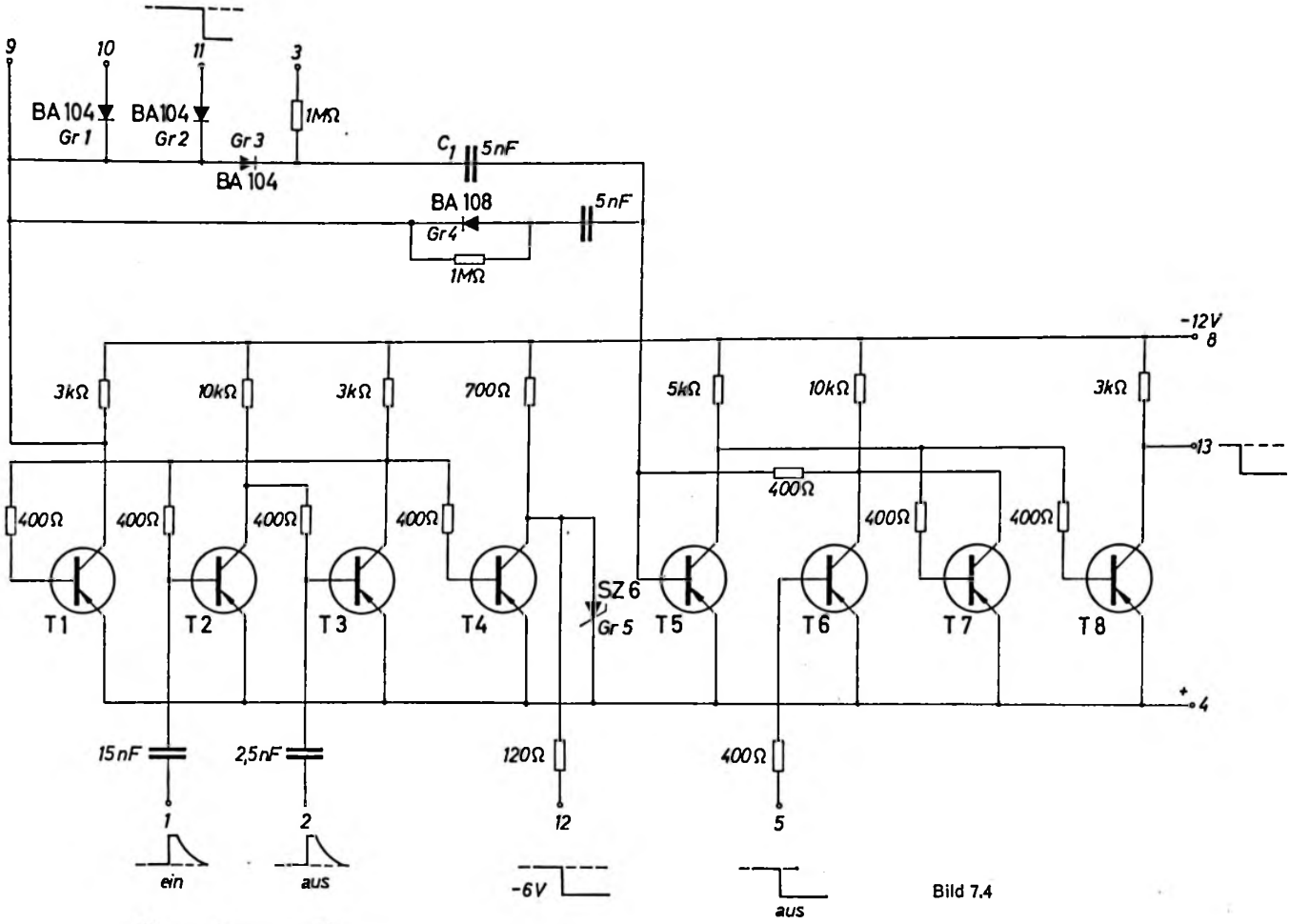


Bild 7.4

Alle Transistoren TF 65

Fortschalter und Gedächtnis

Die Schaltung nach Bild 7.4 besteht aus drei Teilen. Aus einem Steuerteil, der die Transistoren T_1, T_2 und T_3 enthält und seiner Funktion entsprechend als bistabile Kippschaltung mit nachgeschalteter Verstärkerstufe wiederum einen Teil der Arbeitsablaufsteuerung bildet; in eine Normalspannungsquelle (Transistor T_4 und Zenerdiode SZ 6) und in ein Gedächtnis (Transistoren T_5 bis T_8). Die Anordnung welche die Transistoren T_1 bis T_4 enthält, stimmt mit dem Starter nach Bild 7.1 weitgehend überein.
Der Fortschalter stellt somit eine Erweiterung des Starters mit einem Gedächtnis dar. Das nachgeschaltete Gedächtnis hat die Aufgabe die Auswertung der verschiedenen Arbeitsvorgänge bzw. die Speicherung der Prüfergebnisse zu übernehmen. Es zeigt also in Abhängigkeit von irgendwelchen Meßverstärkern an, ob der gerade durchlaufene Schritt mit dem Prädikat „Gut" oder „Nichtbestanden" ausgeführt wurde.
Im einzelnen besteht der Fortschalter mit Gedächtnis aus folgenden Elementen. Die Transistoren T_2 und T_3 bilden zusammen eine bistabile Kippschaltung. Ihnen sind zwei Schaltverstärkerstufen zugeordnet. Der Transistor T_1 entkoppelt die Ausgänge 9, 10 und 11 vom bistabilen Multivibrator und der Transistor T_4 legt entsprechend der Aussteuerung seiner Basis entweder 0 V (genau genommen etwa –20 mV) oder –6 V an die Klemme 12 an. Diese Normalspannung von –6 V wird durch die Zenerdiode SZ6 bestimmt und auf diesen Wert konstant gehalten.
An der Klemme 1 wird der Steuerteil der logischen Schaltung durch einen positiven Impuls eingeschaltet, an der Klemme 2 durch einen positiven Impuls ausgeschaltet. Gleichzeitig mit dem positiven Einschaltimpuls an der Klemme 1 wird über die Diode Gr. 4 ein negativer Impuls an den Eingang der Speicherschaltung (Basis des Transistors T_5) gegeben und das Gedächtnis dadurch eingeschaltet. Dieses bleibt nun in der Stellung „Ein", auch dann, wenn der Steuerteil über die Klemme 2 wieder ausgeschaltet wird, da über die Diode Gr. 4 kein positiver Ausschaltimpuls übertragen wird. Hat jedoch der Aussageverstärker, welcher an der Klemme 3 angeschaltet ist, während der „Ein"-Periode eine hohe negative Spannung angelegt, so hat sich die linke Seite des Kondensators C_1 auf –12 V aufgeladen (–12 V wegen der Diode Gr. 3, an deren linken Seite bei eingeschaltetem Steuerteil –12 V liegt). Schaltet nun der Steuerteil in die Aus-Lage infolge eines positiven Impulses an der Klemme 2, dann fließt ein kräftiger, kurzer positiver Stromstoß über die Diode Gr. 3 und den Kondensator C_1 zum Eingang des Gedächtnisses und schaltet dieses wieder ab. Es wird also die Speicherschaltung am Ende des Steuervorganges, also beim Abschalten des Bausteines, zurückgestellt, wenn gleichzeitig an der Klemme 3 ein negatives Signal vorliegt. Sie bleibt jedoch in der Stellung „Ein", wenn ein positives Signal an der Klemme 3 angelegen hat. Auf den Ausgang der Speicherschaltung (Klemme 13) bezogen, bedeutet eine Spannung von –12 V, daß der Test bestanden ist, die Spannung Null-Volt bedeutet, daß der Test nicht bestanden ist, bzw. daß ein Steuervorgang noch nicht abgeschlossen ist. Die Aus-

gangsspannung an der Klemme 13 ist also nach dem Auswerten in Gegenphase zur angelegten Spannung an der Klemme 3.
Über die Klemme 5 wird schließlich das Gedächtnis durch einen negativen Spannungsimpuls in seine Ausgangslage zurückgestellt.

Monostabiler Multivibrator

Monostabile Kippschaltungen werden in der Digitaltechnik dazu verwendet, irgendwelche zeitlich zu verzögernde Vorgänge auszuführen. Es ist dabei gleichgültig, ob während der Verzögerungszeit der eigentliche Arbeitsschritt verzögert oder selbst ausgeführt wird.
Das Bild 7.5 zeigt eine monostabile Kippschaltung (Transistoren T_1 und T_2) an deren Ausgang drei Transistoren mit Schaltverstärkerfunktionen angeschlossen sind und zwar derart, daß am Ausgang des Transistors T_5 die Phase einmal gedreht, am Ausgang des Transistors T_4 die Phase zweimal gedreht erscheint. Zwischen den Ausgängen 9 und 10 (bzw. 11) besteht also eine Phasendifferenz der Spannungen von 180°.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Eingangsimpuls (Klemme 1)	≧ 1 mA
Stoppimpuls (Klemme 2)	≧ 4 mA
Maximale Umgebungstemperatur	45 °C

Verzögerungszeit einstellbar mit dem Kondensator C_2 zwischen den Klemmen 6 und 7.

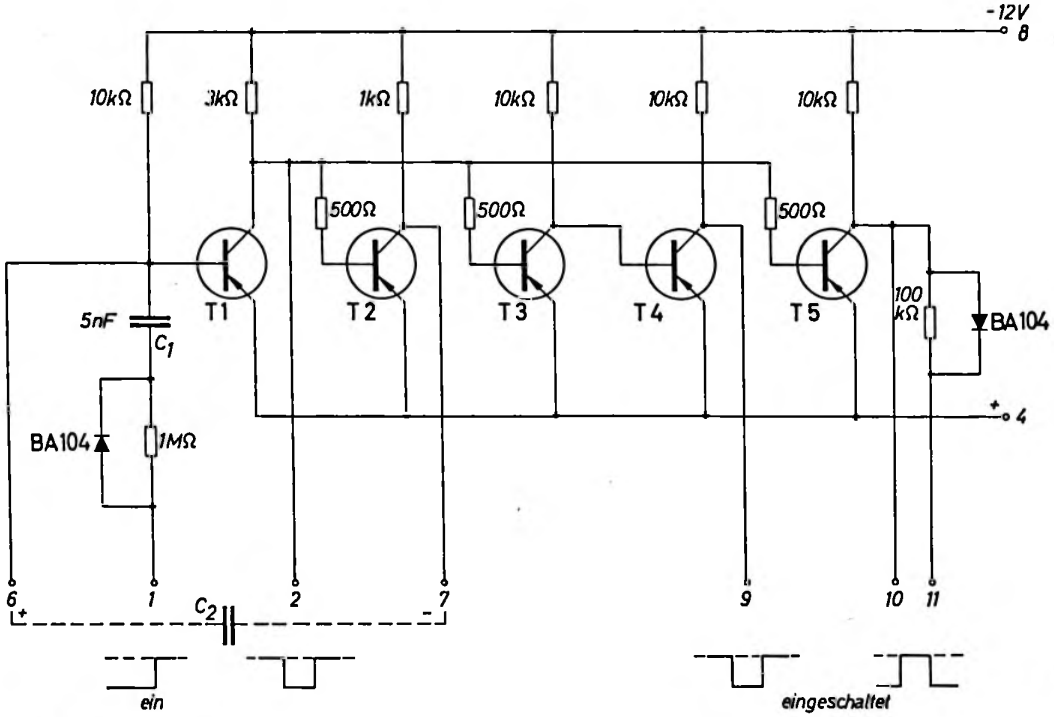


Bild 7.5

Alle Transistoren TF 65

Astabile Kippschaltung als Zeitgeber

Zur Steuerung von sich regelmäßig wiederholenden Vorgängen oder für die Weiterschaltung der hier in diesem Zusammenhang erwähnten bistabilen Kippschaltungen werden sogenannte Zeitgeber benötigt.

Der astabile Multivibrator nach Bild 7.6 (Transistoren T_1 und T_2) liefert in regelmäßigen Abständen kurze Impulse. Das Prinzip der hier verwendeten besonderen Ausführungsform eines astabilen Multivibrators wurde bereits im Schaltbeispielheft Ausgabe 1961 ausführlich beschrieben.

Die ganze Anordnung wird durch einen negativen Steuerimpuls an der Klemme 1 in Betrieb gesetzt. An der Ausgangsklemme 9 können dann die kurzen, mit regelmäßigen Abständen immer wiederkehrenden Spannungsimpulse abgenommen werden.

Astabile Multivibratoren haben die Eigenschaft, beim Einschalten, sofort einen Impuls abzugeben. Wenn aus irgendwelchen Gründen erwünscht wird, daß der Betrieb mit einer Impulspause aufgenommen werden soll, so muß der erste Impuls unterdrückt werden. Dies geschieht hier mit dem Transistor T_4. Wenn die Anordnung durch eine negative Spannung an der Klemme 1 in Betrieb gesetzt wird, erhält gleichzeitig die Klemme 2 negatives Potential. Der Kondensator C_2 wird aufgeladen. Sobald die Spannung am Kondensator einen bestimmten Wert erreicht hat, wird der Transistor T_4 gesperrt und dadurch der Kurzschluß für die Ausgangsimpulse aufgehoben.

Die Länge der Impulspause ist abhängig vom Wert des Widerstandes R_1 und der Kapazität des Kondensators C_1. Durch die Länge der Impulspause ist auch die erforderliche Größe der Kapazität C_2 bestimmt.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Tastverhältnis (einstellbar)	1 : 2 bis 1 : 30
Impulsdauer	0,5 ms bis 1 s
Impulspause	1 ms bis 20 s
Maximale Umgebungstemperatur	45 °C

7.2. Schaltverstärker

Die hier wiedergegebenen Schaltverstärker haben die Aufgabe als Koppelglieder zwischen den Multivibratorbausteinen und nachgeschalteten, größere Leistung benötigende Verbrauchern zu dienen oder ganz spezielle Steuerprobleme, wie z. B. die Umsteuerung eines Impulses, vorzunehmen.

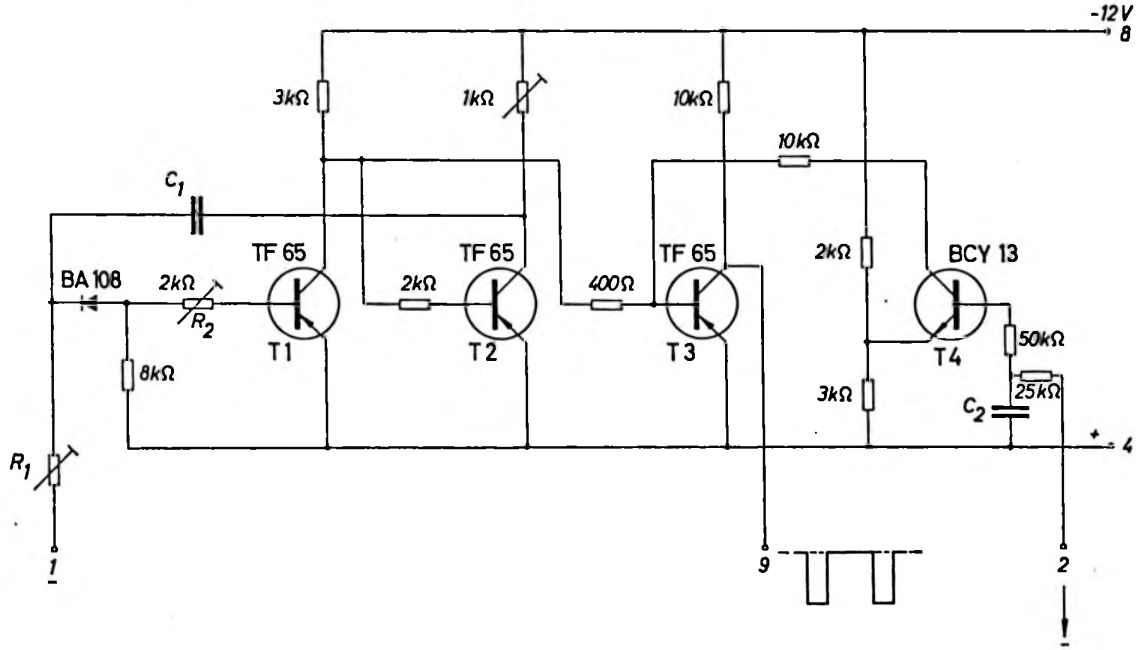

-12 V
8
3kΩ
1kΩ
10kΩ
10kΩ
C1
TF 65
TF 65
TF 65
BCY 13
BA 108
2kΩ
R2
2kΩ
400Ω
2kΩ
T1
T2
T3
T4
50kΩ
8kΩ
3kΩ
25kΩ
C2
+
4
R1
1
9
2
-

Bild 7.6

Anzeigeverstärker

Die abgegebenen Ströme der Steuerbausteine liegen in der Regel bei einigen mA. Um aber ein kräftiges Relais bzw. eine Lampe oder dergleichen zu erregen, sind wesentlich größere Ströme erforderlich. Als Bindeglied wird daher ein Schaltverstärker verwendet (Bild 7.7). Die Anordnung besteht aus zwei Transistoren von denen der erste in Kollektorschaltung, der zweite in Emitterschaltung arbeitet, um die Phase innerhalb der Verstärkeranordnung nur einmal um 180° zu drehen. Es genügt ein relativ hochohmiges Signal an der Klemme 1 um eine niederohmige Last (bis 100 mA), welche an Klemme 9 geschaltet ist, zu speisen.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V	Laststrom (Klemme 9)	≦ 100 mA
Schaltimpuls (Klemme 1)	≧ 300 µA	Max. Umgebungstemperatur	50 °C

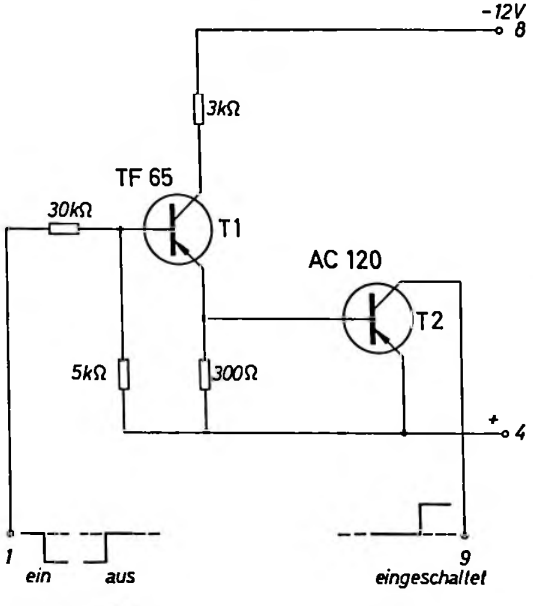


Bild 7.7

Impulsverstärker

Die Schaltung nach Bild 7.8 enthält eine Impulsverstärkerstufe (Transistor T_1), an deren Ausgang parallel vier Schaltverstärkerstufen geschaltet sind. Gemäß seiner Anordnung läßt sich der Baustein als Impulsverstärker oder als Impulsgabel verwenden. Wird der Kondensator C_1 kurzgeschlossen, so überträgt die Anordnung nicht nur Impulse, sondern läßt sich als reiner Schaltverstärker verwenden.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V	Schaltimpuls (Klemme 1)	≧ 0,5 mA
Maximaler Batteriestrom	20 mA	Max. Umgebungstemperatur	50 °C

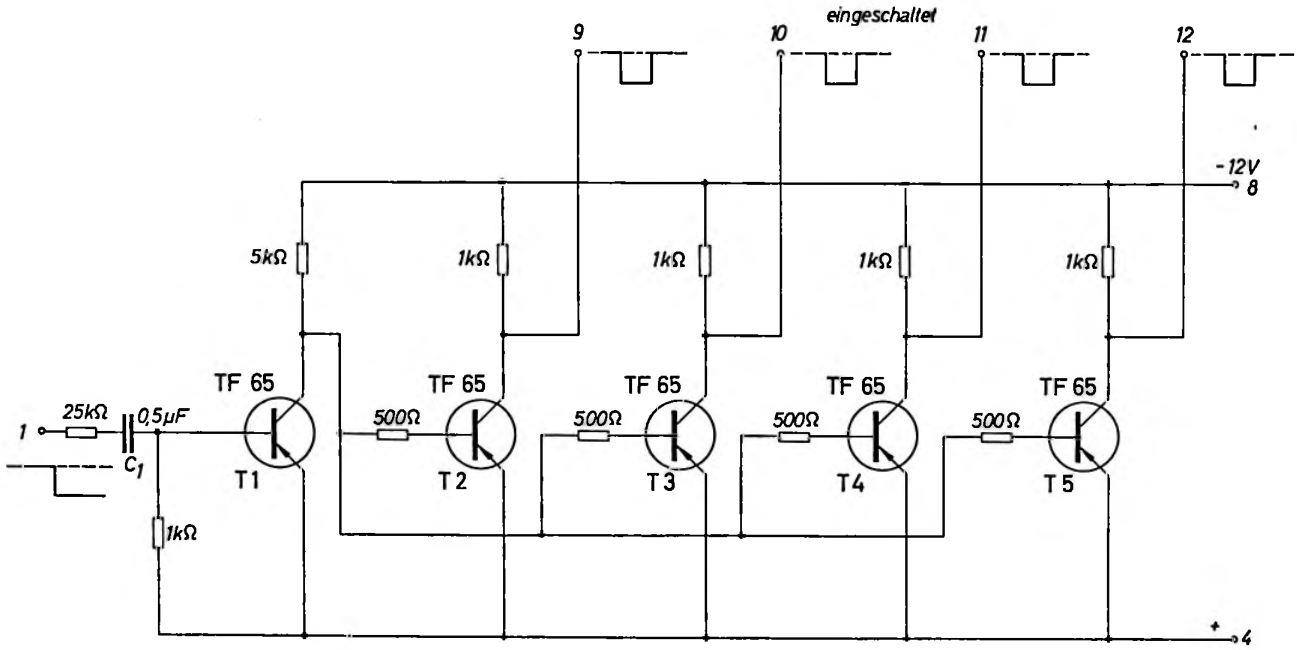

eingeschaltet
9
10
11
12
-12V
8
5kΩ
1kΩ
1kΩ
1kΩ
1kΩ
TF 65
TF 65
TF 65
TF 65
TF 65
1
25kΩ
0,5µF
C1
500Ω
500Ω
500Ω
500Ω
T1
T2
T3
T4
T5
1kΩ
+
4

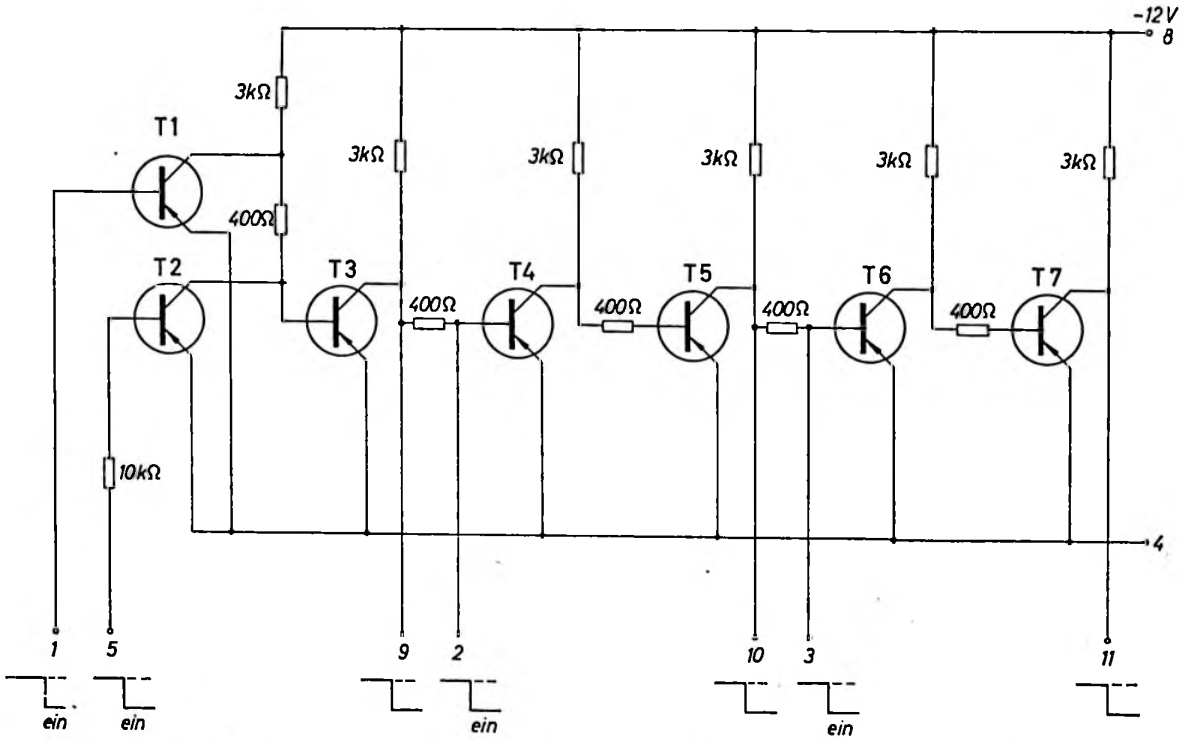
Bild 7.8

Schaltverstärker-Kaskade

Der Schaltverstärker nach Bild 7.9 besteht aus einer Kaskadenschaltung von sechs hintereinander angeordneten Schaltverstärkerstufen. Dem Eingang ist zusätzlich ein siebter Transistor (T_2) parallel geschaltet, dessen Funktion eine ähnliche ist, wie die des Transistors T_1. Die Anordnung ist nun so ausgelegt, daß jeder zweite Kollektoranschluß der Kaskadenschaltung herausgeführt wird. Sinngemäß sind diese Ausgänge untereinander phasengleich. Die Eingänge (Klemmen 1, 2 und 3) sind ebenfalls nur auf jeden zweiten Transistor gegeben, wodurch erreicht wird, daß erstens die Aussteuerung an jedem der Eingänge unter der gleichen Phasenbedingung vorgenommen werden kann und zweitens ein negatives Signal an der Klemme 3 nur den letzten Ausgang, ein Signal an der Klemme 2 die beiden letzten Ausgänge und schließlich ein negatives Signal an der Klemme 1 an allen Ausgängen Minusspannung bewirkt, bzw. ein Steuerkommando hervorruft.
Die Aufgabe der Anordnung ist, daß je nach Art der Ansteuerung entweder ein, zwei oder drei verschiedene Arbeits- bzw. Prüf- oder Steuervorgänge ausgelöst werden.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom	24 mA
Rückstufungsimpuls (Klemme 1)	100 µA
(Klemmen 2 und 3)	4 mA
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C



Alle Transistoren TF 65

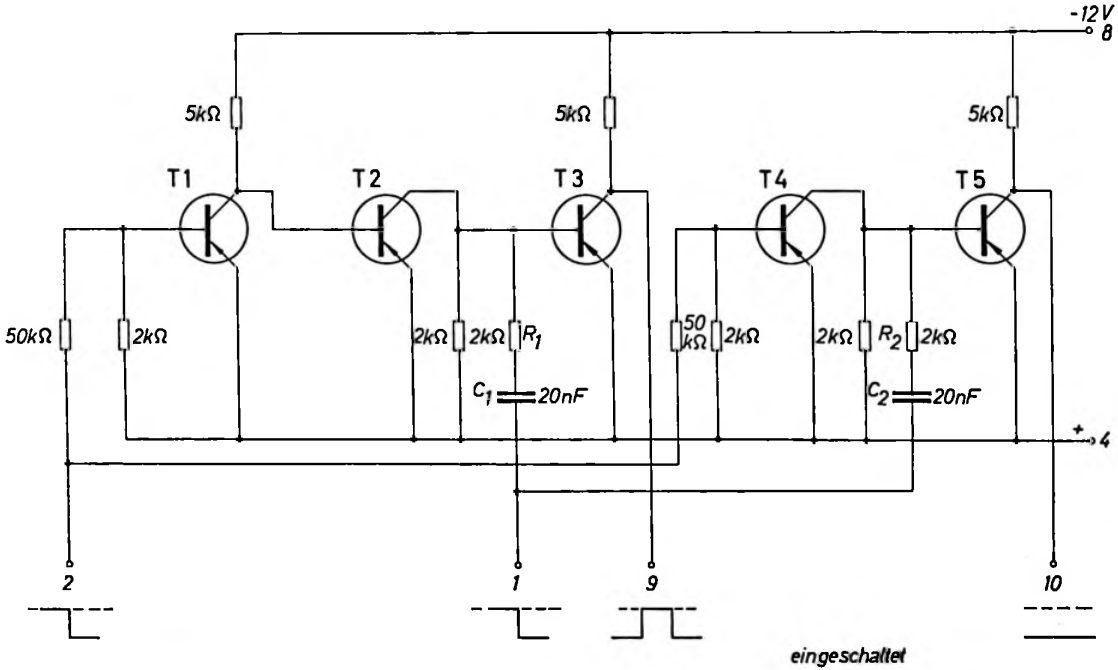
Bild 7.9

Impulsweiche

Die Aufgabe der Impulsweiche nach Bild 7.10 ist, einen Impuls in Abhängigkeit von dem an die Klemme 2 angelegten Potential entweder dem Ausgang 9 oder dem Ausgang 10 zuzuführen.
Die Anordnung führt nun diese Schritte im einzelnen auf folgende Weise durch: Wird an die Klemme 2 die Spannung 0 Volt gelegt, so ist der Transistor T_1 gesperrt, der Transistor T_2 ist durchgeschaltet, die Basis des Transistors T_3 somit kurzgeschlossen. Gelangt nun an die Klemme 1 ein Impuls, so wird er zwar durch den Kondensator C_1 und den Widerstand R_1 übertragen, jedoch wird der Impuls durch den Transistor T_2 sofort gegen Masse abgeleitet und bleibt für den Transistor T_3 wirkungslos. An der Klemme 9 ergibt sich daher keine Änderung des bestehenden Potentials.
Der erwähnte Impuls hat jedoch die Möglichkeit von der Klemme 1 aus über den Kondensator C_2 und den Widerstand R_2 an den Basisanschluß des Transistors T_5 zu gelangen. Dieser Transistor ist jedoch unter der Voraussetzung, daß an der Klemme 2 weiterhin das Potential 0 Volt herrscht, nicht kurzgeschlossen, da der Transistor T_4 gesperrt ist. Der erwähnte Impuls gelangt also nun von der Klemme 1 an die Basis von Transistor T_5, wird in diesem Transistor verstärkt und man erhält an der Klemme 10 einen Spannungssprung von –12 V nach Null. Bei umgekehrtem Vorzeichen des Steuerpotentials an der Klemme 2, also z. B. –12 V sind die Schaltzustände der Transistoren T_2 und T_4 gerade umgekehrt. Sinngemäß überträgt nunmehr der Transistor T_3 den Impuls, während an der Klemme 10 sich keine Änderung ergibt.

Technische Daten

Batteriespannung		12 V
Maximaler Batteriestrom		8 mA
Einschaltimpuls (Klemme 1)	<	400 µA
Strombedarf an Klemme 2	etwa	250 µA
Maximale Umgebungstemperatur		50 °C



Alle Transistoren TF 65

Bild 7.10

7.3. Gatter

Gattereinheiten werden in der Regel nur durch Dioden oder Widerstandkombinationen hergestellt. Sind größere Leistungen erforderlich, so lassen sich vorteilhafte Kombinationen von diesen Bauelementen mit Transistoren realisieren. Es sei hier nur kurz ein sogenanntes Und-Gatter skizziert, das in der im Bild 7.11 dargestellten Ausführung aus drei voneinander unabhängigen Einheiten besteht. Das Und-Gatter gibt nur dann Minusspannung ab, wenn an beiden Eingängen (z. B. Klemmen 1 und 5) keine Spannung anliegt. Es lassen sich mit dieser Einheit zwei verschiedene Aussagen miteinander vergleichen.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom pro Einheit	4 mA
Strombedarf an Klemme 1	250 µA
Strombedarf an Klemme 5	750 µA
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

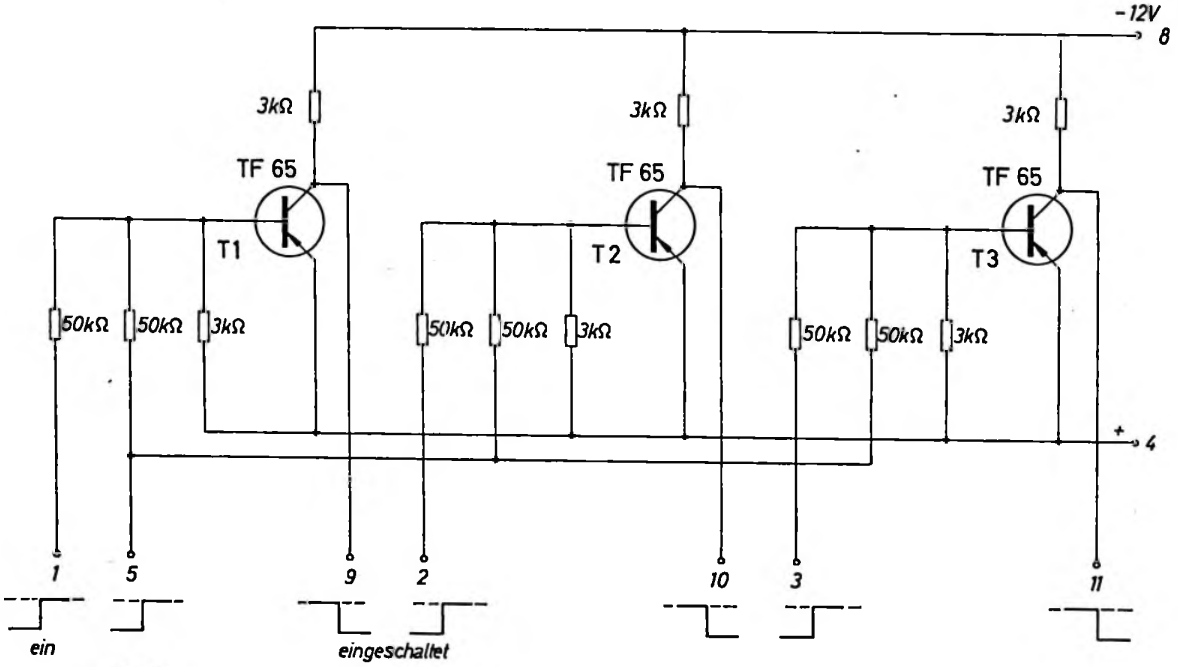

-12V
8
3kΩ
3kΩ
3kΩ
TF 65
TF 65
TF 65
T1
T2
T3
50kΩ
50kΩ
3kΩ
50kΩ
50kΩ
3kΩ
50kΩ
50kΩ
3kΩ
+
4
1
5
9
2
10
3
11
ein
eingeschaltet

Bild 7.11

8. Geregelte Netzgeräte

Mit Leistungstransistoren können geregelte Netzgeräte mit sehr kleinem Innenwiderstand hergestellt werden. Die zur Konstanthaltung der Ausgangsspannung erforderliche Vergleichsspannung kann ebenfalls mit Halbleiter-Bauteilen, nämlich mit Zenerdioden, hergestellt werden.
Man unterscheidet zwei Arten der Regelmöglichkeit: Die Serienregelung und die Parallelregelung. Bei der Serienregelung ist der Transistor als veränderlicher Vorwiderstand geschaltet. Er wird so gesteuert, daß an seiner Kollektor-Emitterstrecke immer die Differenz zwischen Versorgungsspannung und stabilisierter Spannung abfällt. Es ist schwierig, solche Netzgeräte absolut kurzschlußsicher zu machen. Bei einem plötzlich auftretenden Kurzschluß besteht die Gefahr einer Überlastung der Serien-Transistoren. Um eine solche Überlastung zu verhindern, müssen besondere Schaltungsmaßnahmen ergriffen werden, wie sie z. B. im folgenden Beispiel beschrieben werden.
Bei der Parallelregelung sorgt der Regeltransistor dafür, daß die Belastung konstant bleibt. Steigt der Widerstand der Nutzlast, so wird der Widerstand des Transistors kleiner und der gesamte Laststrom wird so groß, daß die Ausgangsspannung konstant bleibt. Auf diese Weise wird also, ebenso wie bei der Serienregelung, nicht nur eine Laständerung, sondern auch eine Änderung der Versorgungsspannung ausgeregelt.
Netzgeräte mit Parallelregelung sind von vornherein kurzschlußsicher. Die Regeltransistoren können bei Kurzschluß nicht überlastet werden. Die größte Leistung bleibt an den Transistoren, wenn das Gerät nicht belastet ist.

Kurzschlußsicheres Netzgerät mit Serienregelung

Wie bereits erwähnt, tritt an den Regeltransistoren in seriengeregelten Netzgeräten bei Kurzschluß eine hohe Verlustleistung auf. Die Transistoren können am einfachsten durch eine Sicherung davor geschützt werden. Schmelzsicherungen sind dazu viel zu träge. In unserem Schaltbeispielheft, Ausgabe 1960, haben wir eine elektronische Sicherung beschrieben, die rasch genug anspricht, um die Transistoren zu schützen. Der Aufwand für eine solche elektronische Sicherung ist verhältnismäßig groß.
Das Bild 8.1 zeigt die Schaltung eines stabilisierten Netzgerätes, bei dem der Kurzschlußstrom auf einen zulässigen Wert begrenzt wird. Der Transistor wird dabei bis zur Restspannung durchgesteuert und der größte Teil der Versorgungsspannung fällt an einem Vorwiderstand ab. Auf diese Weise wird die Verlustleistung am Regeltransistor wirksam begrenzt. Der Vorwiderstand vergrößert den Innenwiderstand des Netzgerätes nicht, weil er vor der eigentlichen Regelanordnung liegt.
Der Transformator wird vor Überlast bei Kurzschluß durch eine Schmelzsicherung (Si) geschützt.

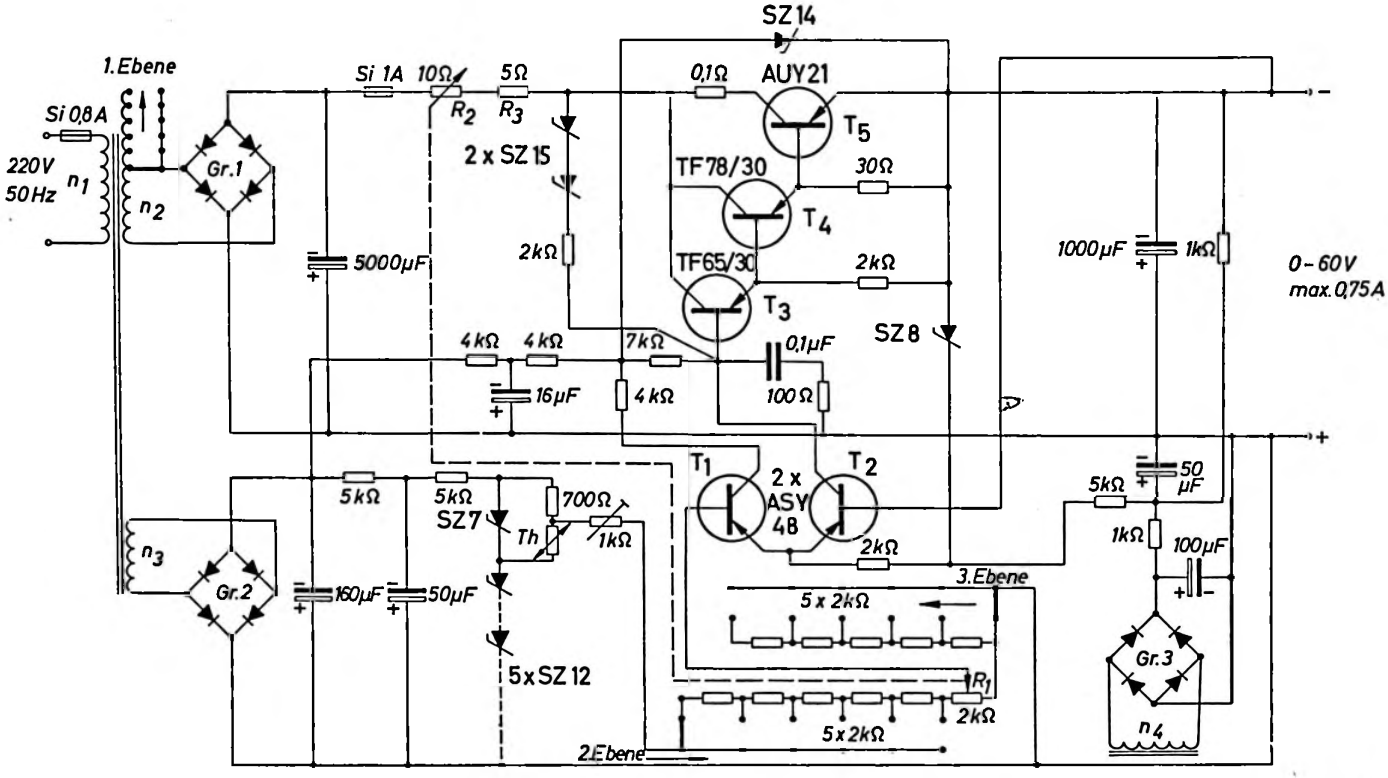

SZ14
1.Ebene
Si 1A
10Ω
5Ω
0,1Ω
AUY21
Si 0,8A
R2
R3
T5
220V
50Hz
n1
n2
Gr.1
2 x SZ15
TF78/30
30Ω
T4
2kΩ
TF65/30
2kΩ
T3
5000μF
1000μF
1kΩ
0-60V
max.0,75A
4kΩ
4kΩ
7kΩ
0,1μF
SZ8
16μF
4kΩ
100Ω
T1
2 x
ASY
48
T2
5kΩ
5kΩ
700Ω
SZ7
Th
1kΩ
50
μF
5kΩ
1kΩ
100μF
n3
Gr.2
160μF
50μF
2kΩ
3.Ebene
5 x 2kΩ
5xSZ12
R1
2kΩ
5 x 2kΩ
Gr.3
n4
2.Ebene

Bild 8.1

Mit der Wicklung n_2 des Netztransformators wird die Spannung für den Leistungsteil gewonnen. Sie kann in 6 Stufen zu je 10 V umgeschaltet werden. Die geregelte Ausgangsspannung ist innerhalb jeder Schaltstufe stetig einstellbar. Die stufenweise Umschaltung ist wegen des großen gesamten Einstellbereiches erforderlich. Wenn die Ausgangsspannung von 0 bis 60 V ohne Umschaltung stetig einstellbar wäre, müßten viele Leistungstransistoren parallel geschaltet werden. An dem als veränderlicher Vorwiderstand wirkendem Leistungstransistor fällt die Differenz zwischen der an der Wicklung n_2 gewonnenen Versorgungsspannung und der eingestellten Ausgangsspannung ab. Bei dem hier beschriebenen Beispiel wird die Verlustleistung des Regeltransistors außerdem noch durch den veränderlichen Vorwiderstand R_2 verringert. Dieses Potentiometer ist mit dem der Feineinstellung der Ausgangsspannung dienenden Potentiometer R_1 gekoppelt, und zwar so, daß der Widerstand R_2 am größten ist, wenn das Potentiometer R_1 auf die kleinste Spannung des jeweiligen Bereiches eingestellt ist.

Der Transistor T_5 muß auf einem Kühlblech mit einer Fläche von 3 dm² montiert werden, oder auf einer gleichwertigen Kühlkonstruktion (Kühlrippen).

Über die Wicklung n_3 wird die Vergleichsspannungsquelle gespeist. An die Vergleichsspannungsquelle ist ein Spannungsteiler angeschaltet, der bei der Bereichswahl mit umgeschaltet wird. Der Strom durch den Spannungsteiler ist in jeder Stellung des Bereichswählers konstant. Die Feineinstellung der geregelten Ausgangsspannung erfolgt, wie bereits erwähnt, am Potentiometer R_1. Wegen des konstanten Stromes kann eine Skala an diesem Potentiometer von 0 bis 10 V geeicht werden.

Durch die Widerstandskombination mit dem Heißleiter Th wird der Temperaturgang der Zenerspannung der verwendeten Dioden kompensiert.

Der am Spannungsteiler vorgewählte Spannungswert (Sollwert) wird einem Differentialverstärker (Transistoren T_1 und T_2) zugeführt und dort mit der Höhe der Ausgangsspannung (Istwert) verglichen.

Die Stromversorgung des Differentialverstärkers erfolgt zum Teil aus einer eigenen Spannungsquelle (Grundlastquelle n_4). Die Speisespannung des Differentialverstärkers wird mit Hilfe der Zenerdioden SZ 14 und SZ 8 konstant gehalten.

Der Sollwert der Ausgangsspannung wird der Basis des Transistors T_1 zugeführt, der Istwert der Basis des Transistors T_2. Das Verhältnis der Ströme durch die Transistoren T_1 und T_2 ist gleich dem Verhältnis zwischen Sollwert und Istwert. Wenn die tatsächliche Ausgangsspannung höher ist als der Sollwert, so steigt der durch den Transistor T_2 fließende Kollektorstrom an. Das Potential am Kollektor dieses Transistors verändert sich gegen positive Werte, wodurch der Basisstrom des Transistors T_3 verkleinert wird. Über die Transistorkaskade (Transistoren T_3 und T_4) wird auch der Leistungstransistor T_5 gegen einen kleineren Basisstrom und damit Kollektorstrom gesteuert, das heißt, der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke steigt. Dies verursacht einen höheren Spannungsabfall am Regeltransistor T_5, wodurch die Ausgangsspannung auf den Sollwert sinkt.

Um zu vermeiden, daß an der Transistorkaskade die Spannung beim Einschalten, beim Umschalten oder bei Kurzschluß kurzzeitig über den zulässigen Wert ansteigt, wird die Kaskade bei einem Ansteigen der Spannung auf über 30 V über die 2 Zenerdioden SZ 15 durchgesteuert.
Zur Verhinderung von Regelschwingungen ist an den Kollektor des Transistors T_2 ein Kondensator angeschaltet. Dieser Kondensator entlädt sich bei Kurzschluß am Ausgang über die Transistorkaskade und schaltet diese in kürzester Zeit (μs) durch.
Dadurch wird erreicht, daß fast die gesamte Spannung am Schutzwiderstand R_3 und am Regelwiderstand R_2 abfällt. Diese Widerstände begrenzen auch den Kurzschlußstrom.
Damit die Ausgangsspannung von Vollast bis Leerlauf regelbar ist und damit der Wert 0 V überhaupt eingestellt werden kann, muß eine Vorlast angeordnet werden, welche die Sperrströme der Transistoren T_3, T_4 und T_5 und den Strom über die Zenerdiode SZ 14 übernimmt. Dies kann nun nicht durch einen einfachen Vorwiderstand geschehen, weil dann der Spannungswert 0 nicht erreichbar wäre. Im vorliegenden Fall wird die Vorlast durch eine eigene Spannungsquelle (n_4) nachgebildet, welche die Regelanordnung so aussteuert, daß am Ausgang die Spannung tatsächlich auf den Wert 0 absinken kann (Brücken-Prinzip).
Die Begrenzung des maximalen Laststromes auf 0,75 A ist durch die Größe des verwendeten Übertragers bedingt. Bei einem Übertrager der Größe M 102/35 kann ein Laststrom von 1 A zugelassen werden, bei M 102/52 sogar 2 A bei sonst fast gleicher Schaltung.

Technische Daten

Ausgangsspannung 0–60 V
Mit Stufenschalter (3 Ebenen) in Intervallen von 10 V umschaltbar, dazwischen stufenlos regelbar.

Maximaler Ausgangsstrom 0,75 A

Transformator:

M 85/35 Dyn.Bl. IV/0,35; o. L., wechselsinnig geschichtet
n_1 = 880 Wdg 0,4 CuL
n_2 = 236 Wdg 0,7 CuL
mit Abgriffen bei 62, 94, 126, 159 und 197 Wdg.
n_3 = 450 Wdg 0,12 CuL
n_4 = 226 Wdg 0,16 CuL

Gleichrichter:

Gr. 1: Silizium- oder Selengleichrichter für 80 V, 1 A
Gr. 2: 4 × BA 105
Gr. 3: 4 × BA 105
Th: Heißleiter (Thernewld) K 15 2 kΩ

Netzgerät mit Parallelregelung

Bei Netzgeräten mit Parallelregelung wird der Regeltransistor parallel zur Last geschaltet. Durch eine Steueranordnung wird der Widerstand des Regeltransistors so verändert, daß der gesamte Speisestrom immer konstant bleibt. Diese Anordnung ist absolut kurzschlußsicher. Der Kurzschlußstrom wird durch den Vorwiderstand R_1 (Bild 8.2) begrenzt und ist um so kleiner je größer das Verhältnis zwischen Speisespannung und Ausgangsspannung ist, weil mit diesem Verhältnis auch der Wert des Vorwiderstandes höher wird. Diese Anordnung hat nur den Nachteil, daß der elektrische Wirkungsgrad schlecht ist. Die Stromquelle muß immer die maximale Energie abgeben.

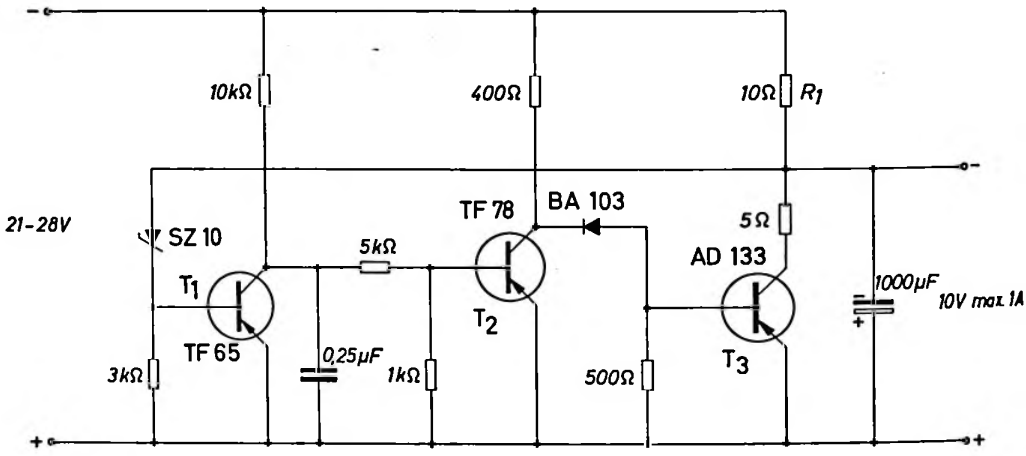


Bild 8.2

Der Aufbau des Regelgerätes ist jedoch sehr einfach. Die Ausgangsspannung des Netzgerätes nach Bild 8.2 ist gleich der Summe aus der Zenerspannung der Zenerdiode SZ 10 und der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1. Steigt die Ausgangsspannung z. B. wegen einer Verringerung der Last an, so wird der Strom durch die Zenerdiode und damit der Basisstrom des Transistors T_1 größer. Die Basisspannung am Transistor T_2 wird kleiner und die Basisspannung am Transistor T_3 wird größer. Der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke des Regeltransistors T_3 wird kleiner und der Anteil des Kollektorstromes dieses Transistors am Gesamtstrom steigt. Dadurch bleiben Laststrom und Ausgangsspannung konstant. Zur Verringerung der Verlustleistung am Transistor T_5 ist in dessen Kollektorkreis ein Widerstand von 5 Ω eingeschaltet. Die in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdiode im Basiskreis des Transistors T_3 bewirkt, daß bei Nennlast (maximale Last, bei der die Spannung noch konstant ist) dieser Transistor vollständig gesperrt ist. Der Transistor T_2 ist dann

bis zur Restspannung durchgesteuert. Da die Restspannung dieses Transistors kleiner ist als die Schwellenspannung der Siliziumdiode, erhält der Transistor T_3 keinen Basisstrom.
Steigt der Laststrom über den Nennwert an, so sinkt die Ausgangsspannung.

Technische Daten

Speisespannung	21–28 V
Ausgangsspannung	10 V
Nennwert des Laststromes	1 A
Ausgangswiderstand	10 Ω bis ∞
Kurzschlußstrom	2,1–2,8 A

9. Hochfrequenz-Schaltungen

Neue Fertigungsverfahren haben die Herstellung von Transistoren möglich gemacht, die für die Verwendung bei hohen Frequenzen geeignet sind. Das Verfahren, nach dem die Siemens-Mesa-Transistoren hergestellt werden, liefert Transistoren, die neben guten Hochfrequenzeigenschaften auch noch eine verhältnismäßig hohe zulässige Verlustleistung aufweisen. Bei den Typen, bei denen der Kollektor der Mesa-Systeme mit dem Gehäuse elektrisch verbunden ist, kann eine Verlustleistung von 500 mW bei einer Gehäusetemperatur von 45 °C zugelassen werden. Mit diesen Transistoren können deshalb Oszillatoren und Verstärker für hohe Frequenzen gebaut werden, die eine große Ausgangsleistung liefern.

Stabilisierung des Arbeitspunktes von HF-Transistoren

Bei der Entwicklung und Herstellung von Hochfrequenz-Transistoren wird besonderes Gewicht gelegt auf die Qualität der Hochfrequenz-Parameter. Dies kann z. B. dazu führen, daß die Gleichstromverstärkung dieser Transistoren von Exemplar zu Exemplar stark streut oder überhaupt kleine Werte aufweist.
Die Gleichstromverstärkung der Transistoren ist interessant bei der Einstellung bzw. Stabilisierung des Arbeitspunktes. Man ist zunächst versucht, bei Transistoren mit einer hohen statischen Stromverstärkung einen sehr hochohmigen Basis-Spannungsteiler vorzusehen.
Dies ist jedoch aus zwei Gründen nicht vorteilhaft. Die Streuung der Stromverstärkungen führt in der Serie zu unterschiedlichen Arbeitspunkten und außerdem ändert sich die Lage des Arbeitspunktes mit der Temperatur.
Das Bild 9.1 zeigt die Änderung des Kollektorstromes bei einem Spannungsteiler, wie er für Transistoren mit einer Stromverstärkung von B = 100 geeignet wäre. Man sieht sehr deutlich, daß der bei einer Temperatur von 20 °C eingestellte Arbeitspunktstrom von 1 mA mit der Temperatur sehr stark ansteigt. Bei den Transistoren mit einer kleineren Stromverstärkung (B = 20 und B = 10) ist bei 20 °C der Kollektorstrom natürlich kleiner, steigt aber ebenfalls zu stark an. Wie aus dem gleichfalls im Bild 9.1 eingetragenen Verlauf der Basisströme hervorgeht, ändert der im Basiskreis gemessene Strom bei höherer Temperatur seine Richtung. Die Widerstände R_1, R_2, R_3 und der Sperrwiderstand der Kollektor-Basis-Diode bilden eine Brücke, in deren Nullzweig der Basisstrom fließt. Der Sperrwiderstand der Diode wird bei steigender Temperatur kleiner, wodurch sich das Brückengleichgewicht verschiebt. Sobald der Sperrstrom über die Kollektor-Basis-Diode größer wird als der Basis-Emitter-Strom, ändert der resultierende Basisstrom seine Richtung.
Das Bild 9.2 zeigt die gleichen Kurven für einen Basis-Spannungsteiler, der für Transistoren mit einer statischen Stromverstärkung von B = 10 geeignet ist. Der Kollektorstrom bei einer Temperatur von 20 °C unterscheidet sich nur geringfügig zwischen den 3 Exemplaren mit einer Stromverstärkung von 10, 20

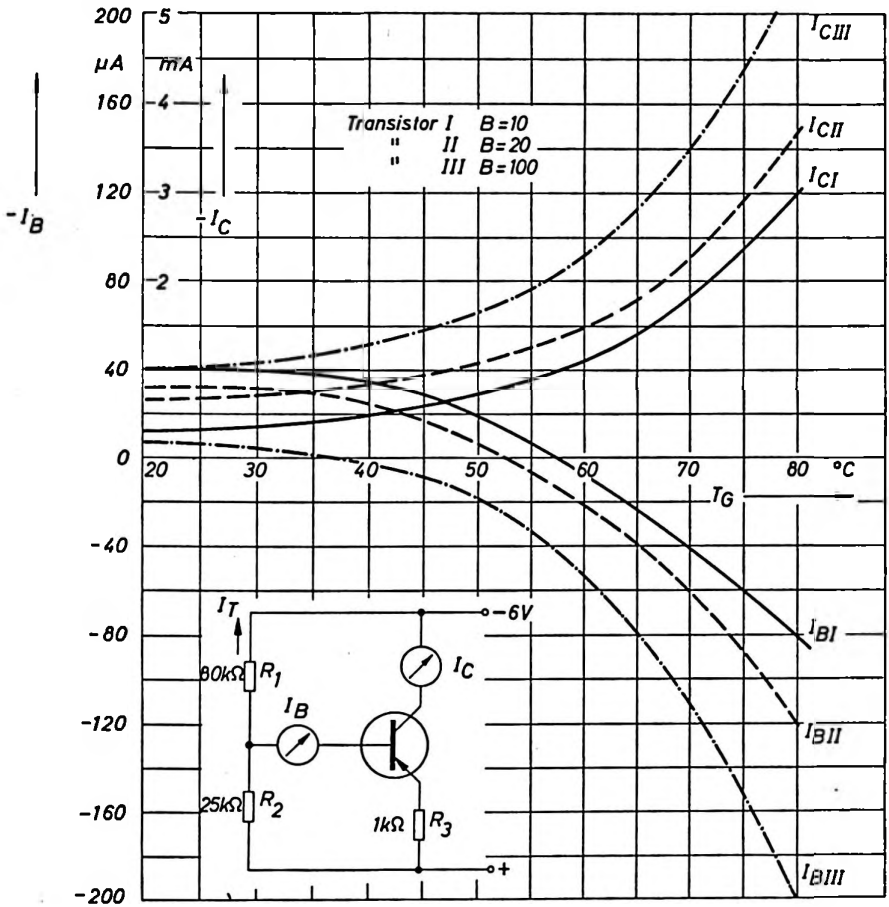


Bild 9.1

und 100. Die geringe verbleibende Änderung ist darauf zurückzuführen, daß bei einem niederohmigen Spannungsteiler die Steilheit der Transistoren für die Arbeitspunkteinstellung wirksam wird. Die Basisspannung (Steilheit) der Transistoren ist nur geringen Exemplarstreuungen unterworfen.

Der Anstieg des Kollektorstromes mit der Temperatur ist klein. Der Sperrstrom der Kollektor-Basisdiode wird über den niederohmigen Widerstand zwischen Basis und Emitter abgeleitet und beeinflußt die Arbeitspunkteinstellung nur

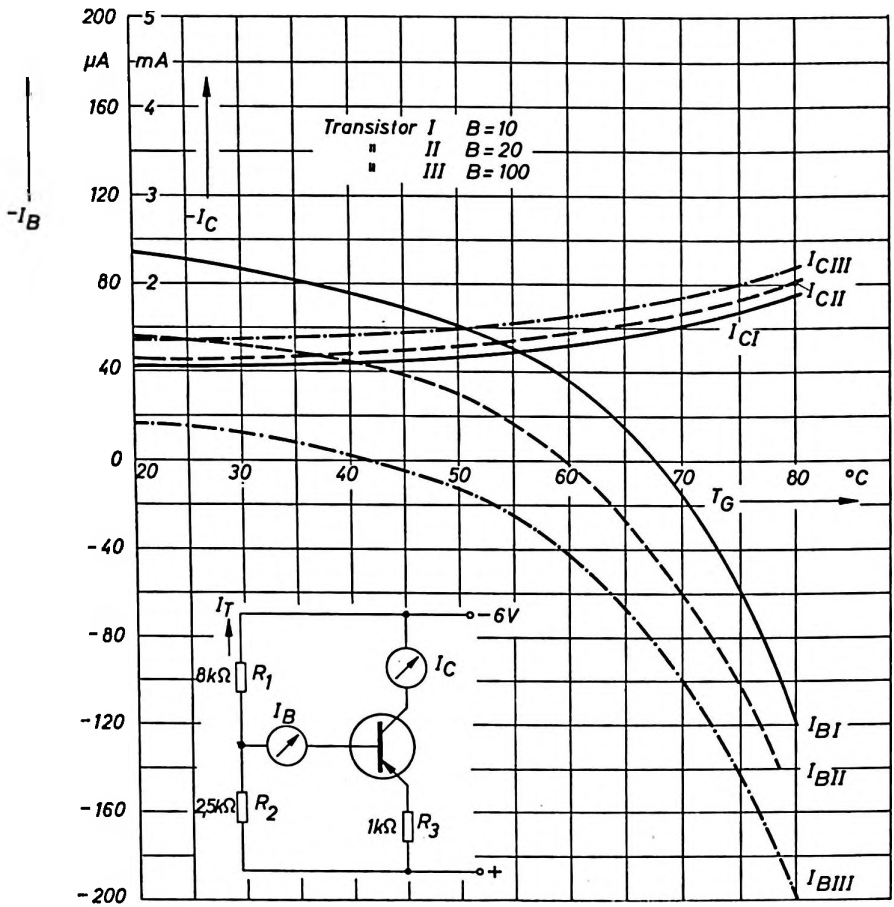


Bild 9.2

mehr in geringem Maß. Bei dem hochohmigen Spannungsteiler nach Bild 9.1 wird mit der Temperatur die Basisspannung höher, was zu einer unerwünschten Vergrößerung des Kollektorstromes führt. Die Folge ist, daß sich die HF-Parameter- und -Eigenschaften zu stark ändern und sich Schwierigkeiten in der Schaltung ergeben.

Man sieht aus diesen Betrachtungen, daß für die Auslegung der Basis-Spannungsteiler nicht nur die Gleichstromverstärkung der Transistoren maßgebend ist, wenn der Arbeitspunkt auch bei Temperaturerhöhung konstant bleiben soll. Im praktischen Fall läuft es darauf hinaus, daß der Basisteiler so auszulegen ist, als wenn alle Transistoren nur eine Gleichstromverstärkung von etwa 10 hätten.

Transistoroszillator für 27 MHz

Der Oszillator nach Bild 9.3 ist als kapazitive Dreipunktschaltung aufgebaut. Wegen der hohen Kollektorverlustleistung am Transistor ist eine gute Wärmeableitung erforderlich. Diese wurde im Versuchsaufbau durch die Verbindung des Transistorgehäuses mit dem Schmetterlings-Drehkondensator erreicht. Der für Gleichströme geerdete Schwingkreis erlaubt eine galvanische und daher verlustfreie HF-Auskopplung. Der Oszillator arbeitet im C-Betrieb. Die Drosseln (Dr. 1 und Dr. 2) dienen zur Gleichstromzuführung. Die Drosseln werden auf HF-Kerne gewickelt. An das zu verwendende Ferritmaterial werden hierbei keine besonderen Anforderungen gestellt. Als Träger für die Spule dient ein Stiefelkörper (mit HF-Kern). Die Anzapfung der Spule für die Auskopplung liegt 6 Windungen unterhalb des kollektorseitigen Spulenendes. Die Kopplung kann durch Verdrehen des HF-Kernes verändert werden. Die Abstimmung erfolgt durch den Drehkondensator. Während der Justierarbeiten am Schwingkreis oder an der Antenne soll der Kollektorstrom noch klein gehalten werden (einstellbar mit dem Trimmer von 500 Ω) um eine thermische Überlastung des Transistors bei ungünstiger Anpassung zu vermeiden.

Technische Daten

Batteriespannung	15 V
Batteriestrom	30 mA
Ausgangsleistung	120 mW
Schwingfrequenz	27 MHz
Wirkungsgrad	27 %

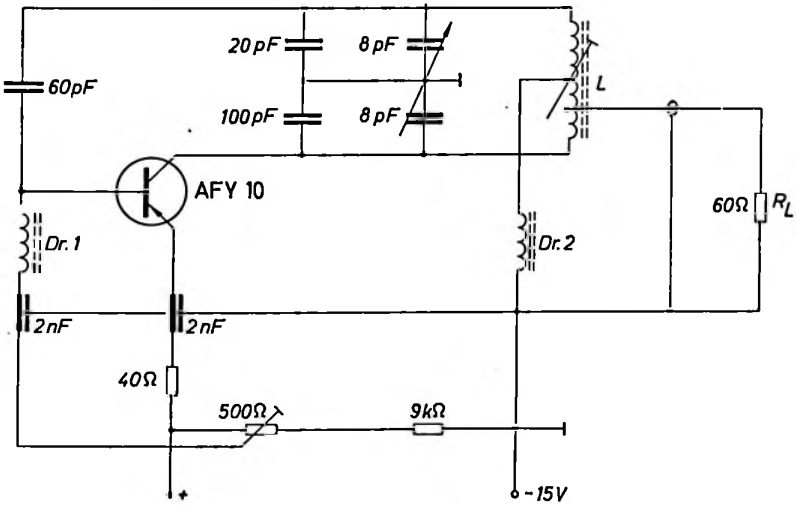


Bild 9.3

Induktivitäten

Dr. 1 = Dr. 2: Siferrit-Zylinderkern B 61110 U 17 A 6 × 15
40 Wdg 0,2 CuL

L: Stiefelkörper mit Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 H 17,3
13 Wdg 1,0 Cu versilbert mit Abgriffen in der Mitte und bei 6 Wdg vom Kollektoranschluß gezählt

Verstärker für 40 MHz

Am Eingang des Verstärkers nach Bild 9.4 wurde ein π-Glied verwendet, um bei einer Änderung der Eingangsleistung die sich ergebenden unterschiedlichen Eingangswiderstände leichter anpassen zu können. Vom Eingangsübertrager erhält man zwei gegenphasige Spannungen, die zum Ansteuern der Gegentaktstufe benötigt werden. Die Symmetrierung der Aussteuerung kann durch Verändern der beiden Basis-Abgriffe erreicht werden. Um die volle Batteriespannung für den Verstärker ausnutzen zu können, wurde auf die Erzeugung einer Vorspannung durch einen Emitterwiderstand verzichtet. Dafür wurden zwei Basisableitwiderstände verwendet, die zugleich zur Symmetrierung der Arbeitspunkte beitragen. Die hohe Verlustwärme der Transistoren wird auf die Statorplatten des Schmetterling-Drehkondensators (Kollektorkreis) abgeleitet. Um die Abstrahlung der Oberwellen zu verhindern, wurde ein Filter am Ausgang verwendet. Es hat für Frequenzen über 40 MHz eine hohe Dämpfung. Es ist möglich, die angegebene Schaltung an einen Außenwiderstand von 55 bis 75 Ω anzupassen. Die Messungen der Eingangs- und Ausgangsleistung erfolgte mit einem thermischen Leistungsmesser.

Technische Daten

Batteriespannung	15 V
Batteriestrom	55 mA
Ausgangsleistung	315 mW
Eingangsleistung für Vollaussteuerung	19 mW

Induktivitäten

$L_1 = L_2$:	7 Wdg 2,0 Cu versilbert (etwa 0,25 μH)	Länge der Spule: 20 mm Durchmesser der Spule: 16 mm
L_3:	12 Wdg 1,0 Cu versilbert	Länge der Spule: 25 mm Durchmesser der Spule: 10 mm
	Mit einem Abgriff in der Mitte und zwei Abgriffen nach 4 Wdg gezählt von den Spulenenden.	
L_4:	10 Wdg 1,5 Cu versilbert	Länge der Spule: 23 mm Durchmesser der Spule: 12 mm
	Mit einem Abgriff nach 4 Wdg	
L_5:	Siferrit-Zylinderkern B 63310 U 17 H 17,3 40 Wdg 0,2 CuL	

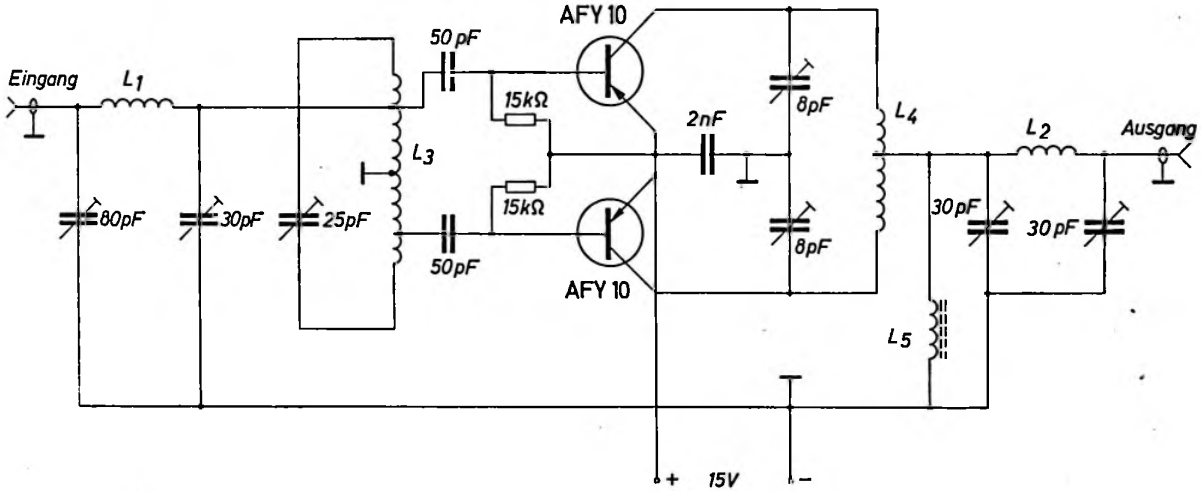

Eingang
L1
80pF
30pF
25pF
L3
50 pF
50pF
15kΩ
15kΩ
AFY 10
AFY 10
2nF
8pF
8pF
L4
L5
30pF
30 pF
L2
Ausgang
+ 15V −

Bild 9.4

FM-Modulierter Sender für 152 MHz

Die Schaltung nach Bild 9.5 besteht aus einem Oszillator und einem Modulationsglied. Der Transistor AF 108 wird in Basisschaltung betrieben.
Die Schwingung wird durch die Rückkopplung mit dem Kondensator C_1 und der parallel dazu liegenden Kollektor-Emitter-Kapazität des Transistors erreicht. Die Einstellung des optimalen Arbeitspunktes für maximale Ausgangsleistung erfolgt mit dem Potentiometer R_1.
Die Frequenzmodulation erfolgt durch eine kapazitive Verstimmung des Kollektorkreises mit einer spannungsabhängigen Kapazität (Silizium-Diode). Diese Diode wird mit einer Gleichspannung von 4 V vorgespannt. Wird an den Modulations-Eingang eine Wechselspannung gelegt, so ändert sich die Spannung an der Silizium-Diode und damit auch deren Kapazität. Die Schwingfrequenz des Oszillators wird im Rhythmus der Wechselspannung verändert. Als Antenne kann ein $\lambda/4$ Strahler verwendet werden. Die Anpassung der Antenne an den Kollektorkreis erfolgt durch eine entsprechende Wahl der Abgriffe an der Schwingkreis-Spule.

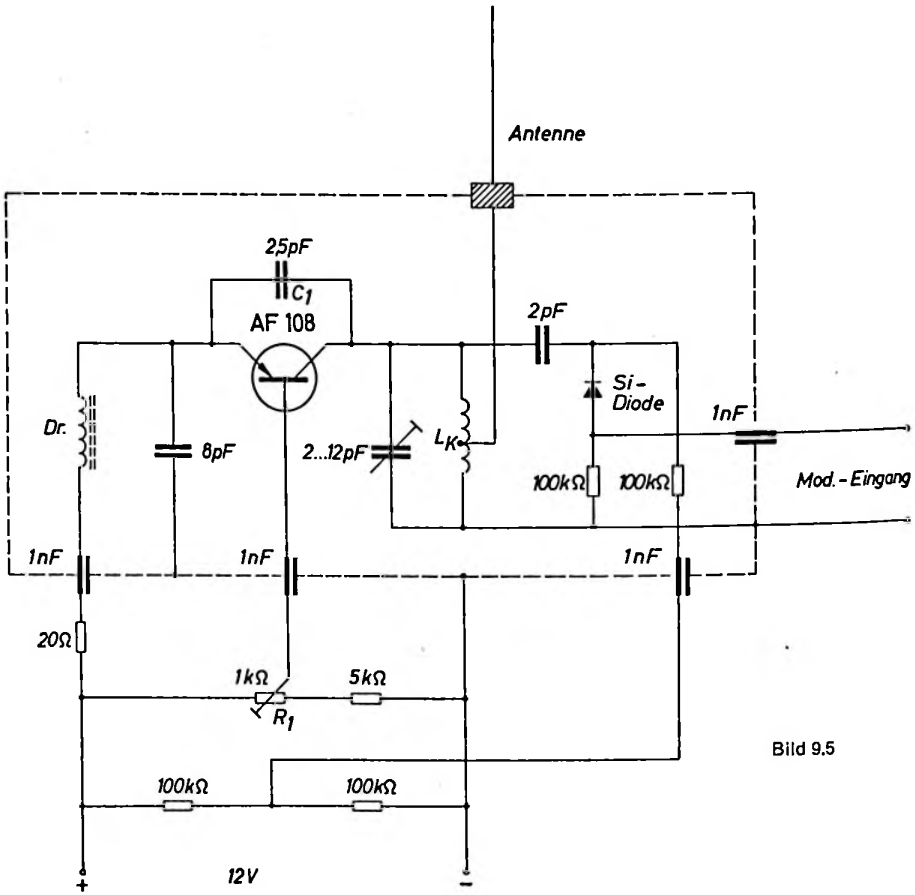


Bild 9.5

Die Kühlung des Transistors erfolgt hier zweckmäßigerweise dadurch, daß das Gehäuse gut wärmeleitend mit der Spule des Schwingkreises verbunden wird. Die Spule leitet dann die Verlustwärme an das Chassis ab.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom	20 mA
HF-Leistung	60–70 mW
(gemessen mit einem thermischen Leistungsmesser)	
Wirkungsgrad	27 %
Grundfrequenz	152 MHz
Frequenzhub	± 100 kHz
Modulations-Spannung	2 V
Modulations-Frequenz	≦ 5 kHz

Frequenzstabilität

bei Änderung der Speisespannung	12 V ± 1 V	152 ± 0,3 MHz
bei Änderung der Temperatur	20 °C ± 20 °C	152 ± 0,5 MHz

Induktivitäten

Dr:	20 Wdg 0,2 Cu versilbert	Länge der Spule: 15 mm Durchmesser der Spule: 5 mm
L_K:	4 Wdg 4 × 0,5 Cu-Band versilbert	Länge der Spule: 25 mm Durchmesser der Spule: 12 mm

VHF Tuner mit 2 Transistoren

Im UKW-Rundfunkgerät werden vorwiegend zweistufige Tuner verwendet. Analog dazu kann unter bestimmten Voraussetzungen auch im VHF-Gebiet (Fernsehen Band I und III) ein Tuner mit 2 Transistoren verwendet werden. Dieser besteht dann aus einer Eingangsstufe und einer selbstschwingenden Mischstufe, in denen die Transistoren in Emitterschaltung oder in Basisschaltung betrieben werden können.

In Emitterschaltung erhält man insbesondere bei der Verwendung von Transistoren mit hoher Oszillationsgrenzfrequenz eine etwas höhere Stufenverstärkung als in Basisschaltung. Werden die Transistoren im Tuner in Basisschaltung betrieben, so kann wegen der geringen Rückwirkung eher auf eine Neutralisation verzichtet werden. Die erzielbare Stufenverstärkung ist in dem Frequenzbereich von Band I und III auch ohne zusätzliche Schaltungsmaßnahmen nahezu konstant. Infolge der geringen Rückwirkung der Basisschaltung ist auch eine geringe Störstrahlung an der Antenne zu erwarten. Noch höhere Stabilität in der Vorstufe erreicht man, wenn der Transistor in der sogenannten Zwischenbasisschaltung betrieben wird. In der Zwischenbasisschaltung liegt der Erdungspunkt des Eingangskreises zwischen Basis- und Emitteranschluß, was eine gewisse Kompensation der Rückwirkung ergibt.

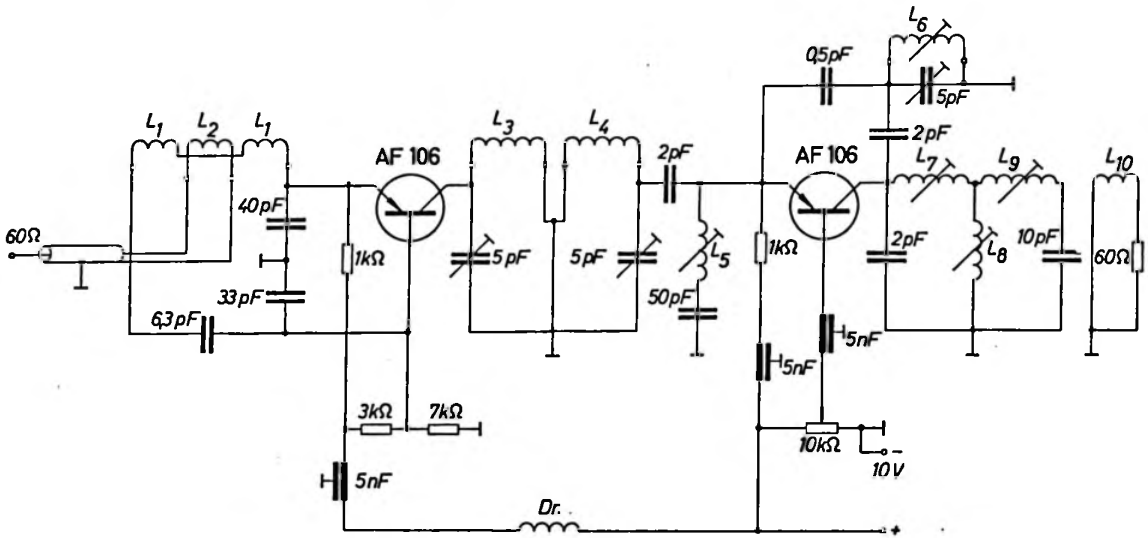

60Ω
L1
L2
L1
40pF
33pF
6,3pF
1kΩ
AF 106
3kΩ
7kΩ
5nF
L3
5pF
L4
5pF
2pF
L5
50pF
Dr.
0,5pF
L6
5pF
2pF
1kΩ
AF 106
L7
L9
2pF
L8
10pF
L10
60Ω
5nF
5nF
10kΩ
10V

Bild 9.6

Schaltungstechnische Überlegungen ergeben, daß in der selbstschwingenden Mischstufe der Transistor in Basisschaltung betrieben werden soll.
Im Bild 9.6 ist eine Schaltung für einen zweistufigen VHF-Tuner angegeben, bei der die Eingangsstufe in Zwischenbasisschaltung und die selbstschwingende Mischstufe in Basisschaltung ausgeführt ist. Der Eingangskreis ist für eine Bandbreite von 10 MHz ausgelegt und paßt den Eingang des Transistors an die Antenne an. Das Zwischenbandfilter ergibt die erforderliche Selektion und Bandbreite. Die Anpassung erfolgt über einen Kondensator von 2 pF an den Eingang der Mischstufe. Der Oszillatorschwingkreis ist über relativ kleine Kapazitäten mit dem Transistor verbunden, so daß die Oszillatorfrequenz von Exemplarstreuungen und Batteriespannungsänderungen verhältnismäßig unabhängig bleibt. Die optimale Mischverstärkung wurde bei einem Arbeitsstrom von 1,5 mA erzielt. Dabei beträgt die Oszillatorspannung zwischen Emitter und Basis 150–200 mV. Der Serienkreis L_5–Kondensator 50 pF erzeugt einen Kurzschluß für die ZF-Frequenz zwischen Basis und Emitter, so daß die Mischverstärkung ein Optimum wird. Die Zwischenfrequenz wird über ein induktiv-Fußpunkt-gekoppeltes Bandfilter dem ZF-Verstärker zugeführt. Für eine Batteriespannung von 10 V wurde in der vorliegenden Schaltung eine Verstärkung von 25 dB im Mittel erzielt.
Die angegebenen Werte gelten für Band I und Band III. Die ZF-Bandbreite beträgt 7 MHz. Der Kollektorstrom der Vorstufe beträgt 2 bis 2,5 mA und der der Mischstufe 1,5 mA. Die Spannungsteiler für die Arbeitspunkteinstellung wurden so gewählt, daß Exemplarstreuungen nur geringfügig eingehen.

Technische Daten für 200 MHz

Batteriespannung	10 V
Verstärkung	etwa 25 dB
Rauschzahl	etwa 5

VHF-Tuner mit 3 Transistoren und einem Regelnetzwerk

Die VHF-Eingangsschaltung nach Bild 9.7 besteht aus einem zweikreisigen Eingangsfilter, einem Regelnetzwerk, einer Vorstufe, einem zweikreisigen Zwischenfilter, einer Mischstufe und einer Oszillatorstufe. Die Schaltung wurde so ausgelegt, daß die Anforderungen bezüglich Rauschzahl und Verstärkung, Regelfähigkeit, Kreuzmodulation und Oszillatorstörstrahlung erfüllt werden. Das Eingangssignal gelangt über den kapazitiv angezapften Primärkreis und den ebenfalls kapazitiv angezapften Sekundärkreis des Eingangsbandfilters an das sogenannte Regelnetzwerk. Die Aufgabe des Eingangsbandfilters besteht neben einer Vorselektion auch in der Transformation des symmetrischen Antenneneingangs auf den unsymmetrischen Verstärkereingang. Das Regelnetzwerk besteht aus einer Brückenschaltung mit zwei Halbleiterdioden. Wenn die Brücke im Gleichgewicht ist (das ist der Fall, wenn beide Dioden die gleiche Vorspannung erhalten), besitzt das Netzwerk die maximale Dämpfung. Die Vorspannung der Dioden muß so ausgelegt werden, daß sich die maximale Dämpfung bei

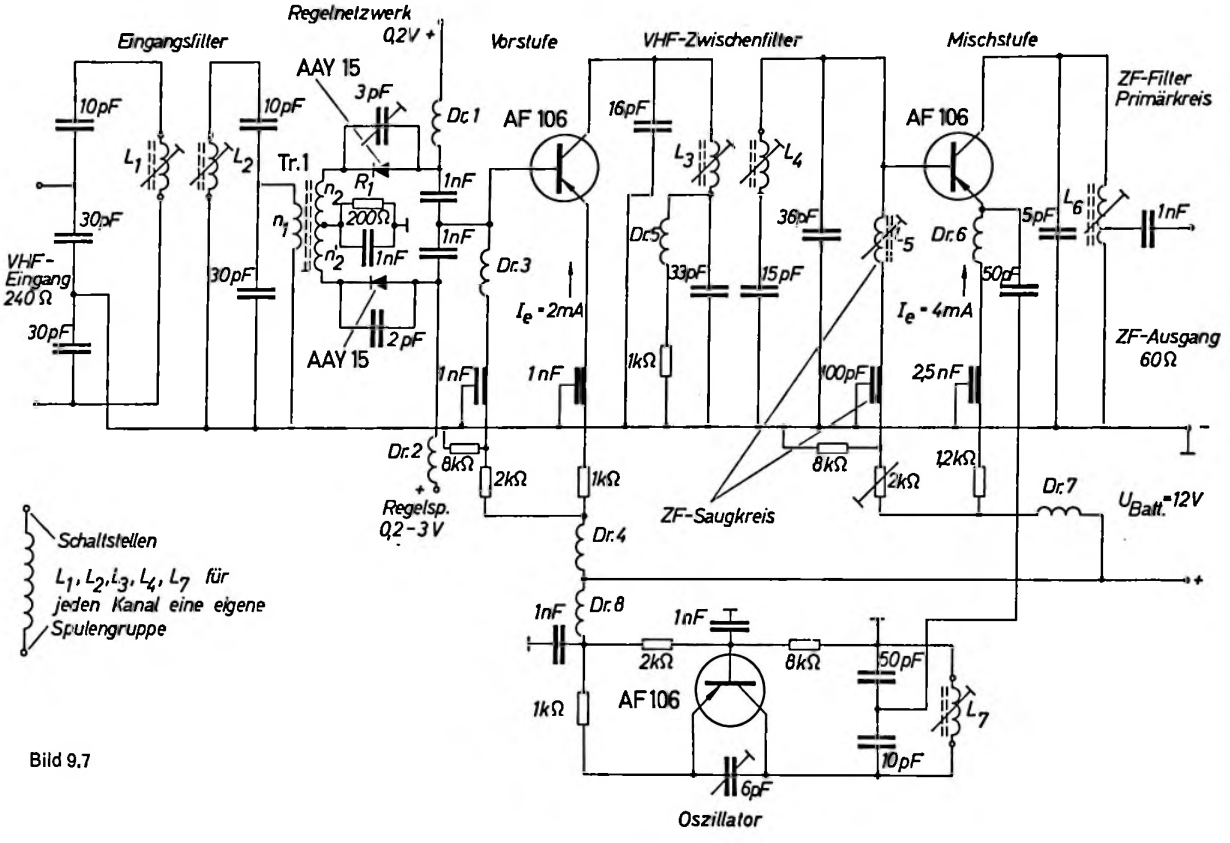

Regelnetzwerk
0,2V +
Eingangsfilter
Vorstufe
VHF-Zwischenfilter
Mischstufe
ZF-Filter
Primärkreis
AAY 15
3pF
Dc 1
AF 106
16pF
AF 106
10pF
10pF
L1
L2
Tr.1
n2
R1
200Ω
n1
n'2
1nF
1nF
1nF
L3
L4
L6
5pF
1nF
30pF
36pF
Dr.5
Dr.6
VHF-
Eingang
240Ω
30pF
Dr.3
33pF
15pF
L5
50pF
Ie = 2mA
Ie = 4mA
ZF-Ausgang
60Ω
30pF
AAY 15
2pF
1nF
1nF
1kΩ
100pF
2,5nF
Dr.2
8kΩ
2kΩ
1kΩ
8kΩ
2kΩ
1,2kΩ
Dr.7
Regelsp.
0,2-3V
ZF-Saugkreis
UBatt.=12V
Dr.4
Schaltstellen
L1, L2, L3, L4, L7 für
jeden Kanal eine eigene
Spulengruppe
1nF
Dr.8
1nF
2kΩ
8kΩ
50pF
1kΩ
AF106
L7
10pF
6pF
Oszillator

Bild 9.7

einer großen Eingangsspannung ergibt. Bei kleiner werdender Eingangsspannung wird die Vorspannung der Dioden so verändert, daß die Leitfähigkeit der einen Diode zunimmt, während die andere Diode durch den Spannungsabfall an einem Widerstand in der Brückendiagonale (R_1) in zunehmendem Maße gesperrt wird. Damit wird das Gleichgewicht der Brückenschaltung mehr und mehr gestört und eine Energieübertragung zum Eingang des ersten Transistors kann erfolgen. Mit Rücksicht auf Symmetriefehler im Schaltungsaufbau ist die maximal erreichbare Dämpfung auf etwa 28–30 dB begrenzt. Die minimale Dämpfung ist mit etwa 2 dB in Rechnung zu setzen.
Der Dämpfungsverlauf dieser Schaltung in Abhängigkeit von der Regelspannung zeigt ein Verhalten, das einer Verzögerung der Regelwirkung gleichkommt. Der Dämpfungsanstieg ist zunächst sehr gering und nimmt erst bei relativ großer Eingangsspannung rasch zu. In der Vorstufe wird der Transistor in Emitterschaltung betrieben, da damit in den Fernsehbändern I und III eine höhere Verstärkung erzielt werden kann als in Basisschaltung. Der Kollektor dieses Transistors ist an den Primärkreis des Zwischenbandfilters angekoppelt. Zur Anpassung wurde der Primärkreis ebenso wie der Sekundärkreis dieses Filters kapazitiv angezapft. Das Filter ist überkritisch gekoppelt und weist einen Kopplungsfaktor von etwa 1,4 auf. Die Mischstufe wird ebenfalls in Emitterschaltung betrieben, wobei die Einspeisung des Oszillatorsignals über eine Kapazität an den Emitter erfolgt. Durch diese Schaltung ist die unerwünschte Übertragung von Oszillatorenergie an den Antenneneingang sehr klein. Der Ausgang des Tuners wird, wie auch bei Röhrengeräten üblich, durch den Primärkreis des ersten ZF-Filters gebildet.
In der Oszillatorstufe wird der Transistor in Basisschaltung betrieben, wobei zur Herstellung der Rückkopplung eine kleine Kapazität zwischen Emitter und Kollektor genügt. Um eine möglichst gute Oszillatorstabilität zu erreichen, soll die Güte der Oszillatorspule möglichst hoch sein, so daß im Oszillatorkreis ein kleines LC-Verhältnis gewählt werden kann.
Wie aus den angeführten technischen Daten ersichtlich, ergibt eine derartige Schaltung die gewünschte Verstärkung und eine hinreichend kleine Rauschzahl. Bezüglich Kreuzmodulation verhält sich die Schaltung im Band I und Band III unterschiedlich. Während im Band I die zulässige Störspannung eines anderen, unerwünschten Fernsehsenders für 1% Kreuzmodulation bei minimaler Dämpfung des Regelnetzwerkes nur etwa 6 mV beträgt, ist der entsprechende Wert in Band III etwa 45 mV. Mit zunehmender Dämpfung des Regelnetzwerkes nimmt die zulässige Störspannung ebenfalls zu und beträgt bei 20 dB Dämpfung im Band I 30 mV, im Band III etwa 130 mV.

Technische Daten, gemessen im Kanal 10

Leistungsverstärkung	≧ 26 dB
Rauschzahl	≦ 6
Regelumfang	etwa 28 dB
Oszillator-Störspannung am Eingang	≦ 2 mV an 240 Ω

Zulässige Störspannung eines unerwünschten Fernsehsenders für 1% Kreuzmodulation im Kanal 10

im oberen Nachbarkanal bei minimaler Dämpfung des Regelnetzwerkes	≦ 45 mV an 240 Ω
im oberen Nachbarkanal bei maximaler Dämpfung des Regelnetzwerkes	≦ 130 mV an 240 Ω

Störabstand für die Kombinationsfrequenzen

$2 f_{osz} - 2 f = f_{ZF}$; f = 230 MHz	37 dB
$3 f_{osz} - 3 f = f_{ZF}$; f = 236 MHz	47 dB
$4 f_{osz} - 4 f = f_{ZF}$; f = 240 MHz	53 dB

Spiegelfrequenz-Selektion

$f - f_{osz} = f_{ZF}$; f = 285 MHz	38 dB

Induktivitäten

Dr. 1 = Dr. 2: UKW-Drossel 50/350 B 7213
Dr. 3: UKW-Drossel 7/430 B 7211
Dr. 4: UKW-Drossel 12/250 B 7211
Dr. 5: UKW-Drossel 7/430 B 7211
Dr. 6: UKW-Drossel 20 nH
Dr. 7 = Dr. 8: UKW-Drossel 12/250 B 7211

$L_1 = L_2 = L_3$: 56 nH auf Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 A 10,3
L_4: 37 nH auf Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 A 10,3
L_5: 0,25 µH auf Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3
L_6: 3,9 µH auf Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3
L_7: 49 nH auf Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 A 10,3

Tr. 1: Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3
$n_1 = 4$ Wdg
$n_2 = n'_2 = 4$ Wdg, zweidrähtig gewickelt

Eine andere Lösung für die Eingangsschaltung zeigt das Bild 9.8. Das Antennensignal wird über eine induktive Kopplung in den Eingangskreis transformiert. Die Schwingkreiskapazität dieses Kreises besteht aus der Serienschaltung eines Keramikkondensators und der Kapazität einer Siliziumiode. Dadurch entsteht ein kapazitiver Spannungsteiler, dessen Teilungsverhältnis durch die Regelspannung so beeinflußt wird, daß die Belastung des Eingangskreises in allen Regelzuständen annähernd konstant bleibt.

Mit dieser Schaltung sind folgende Daten erreichbar (der übrige Teil des Tuners wird wie bei Bild 9.7 ausgeführt).

Leistungsverstärkung des gesamten Tuners	28 dB
Rauschzahl	4,2
Regelumfang	32 dB

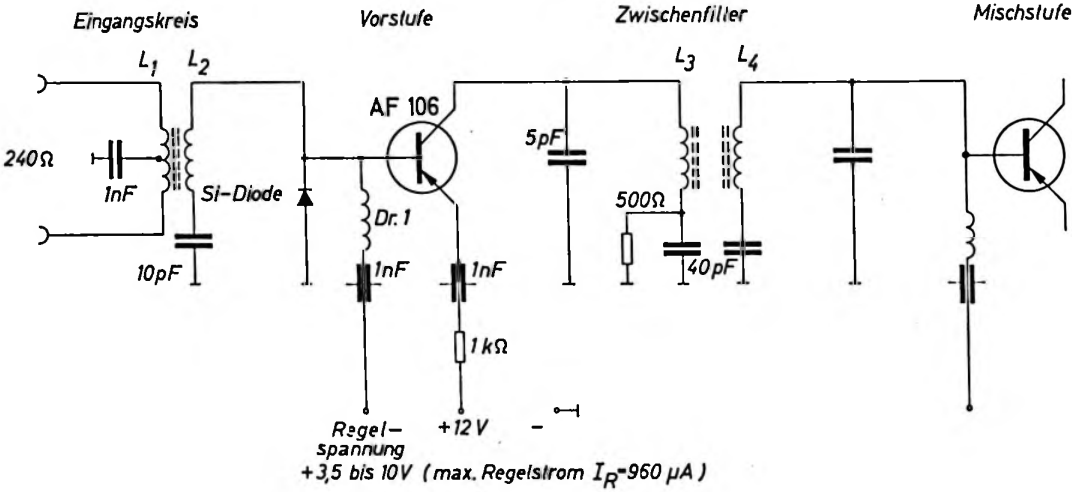

Eingangskreis
Vorstufe
Zwischenfilter
Mischstufe
L1
L2
L3
L4
AF 106
240Ω
1nF
Si-Diode
10pF
Dr. 1
1nF
1nF
1kΩ
5pF
500Ω
40pF
Regel-
spannung
+12 V
-
+3,5 bis 10V (max. Regelstrom IR=960 μA)

Bild 9.8

Zulässige Störspannung eines unerwünschten FS-Senders im oberen Nachbarkanal

bei minimaler Dämpfung (0 dB) 50 mV an 240 Ω

bei 30 dB Dämpfung durch die Regelung 160 mV an 240 Ω

Induktivitäten

L_1 und L_2: Kern: Siferrit Gewindekern B 63310 U 17 A 10,3

L_1 = 3 Wdg 0,5 CuL S
L_2 = 3,5 Wdg 0,8 Cu versilbert } gemeinsam gewickelt

Durchmesser des Spulenkörpers 5 mm, Windungssteigung 2 mm

L_3 = 4 Wdg 0,8 Cu versilbert auf Siferrit Gewindekern B 63310 U 17 A 10,3

Dr. 1: UKW-Drossel 7/430 B 7211

Anschriften unserer Geschäftsstellen

Ort	Büro	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
Aachen	TB	Theaterstraße 106	4 81 41	8 32866
Arnsberg (Westf.)	IB	Hellefelder Straße 29	20 56	8 4286
Augsburg	TB	Fuggerstraße 9	51 76, 9 48 81	5 3821
Berlin SW 11	ZN	Schöneberger Straße 2–4	66 00 11	1 83766
Bielefeld	TB	Kavalleriestraße 26	6 36 11	9 32805
Bonn	TB	Mülheimer Platz 1	5 19 21	8 86655
Braunschweig	TB	Fallersleber Straße 6–8	7 51	9 52820
Bremen	ZN	An der Weide 14/16	30 14 41	2 44814
Darmstadt	TB	Hügelstraße 18–20	7 60 48	4 19246
Dortmund	ZN	Märkische Straße 12–14	20 81	8 22122
Düsseldorf	ZN	Oststraße 34	3 55 21	8 582665
Duisburg	IB	Friedenstraße 85	2 80 01, 2 39 51	8 55843
Essen	ZN	Kruppstraße 16	2 01 31	8 57437
Flensburg	IB	Neustadt 10	73 69	2 2745
Frankfurt (Main)	ZN	Gutleutstraße 31	33 06 01	4 11203
Freiburg i. Br.	TB	Habsburgerstraße 132	21 21	7 7842
Goslar	TB	Am Markt 5	39 31/33	9 53832
Hamburg	ZN	Lindenplatz 2	24 82 11	2 11891
Hamm (Westf.)	TB	Luisenstraße 5	68 41	8 28834
Hannover	ZN	Am Maschpark 1	8 65 31, 8 66 91	9 22333
Hof	IB	Theresienstraße 13	49 51	6 43865
Kaiserslautern	TB	Pariser Straße 23	75 31	4 5832
Karlsruhe	TB	Bahnhofstraße 5	89 71	7 82831
Kassel	TB	Bürgermeister-Brunner-Str. 15	1 92 81	4 3839
Kempten (Allgäu)	IB	Salzstraße 27	36 22	5 4827
Kiel	TB	Holstenbrücke 26/28	5 11 01	2 9814
Koblenz	TB	Emil-Schüller-Str. 20/22	26 81	8 6831
Köln	ZN	Friesenplatz 8–14	2 02 21	8 881470
Lübeck	IB	Breite Straße 52/54	2 59 21	2 6728
Mainz	TB	Große Bleiche 29	2 67 71	4 17765
Mannheim	ZN	N 7. 18	5 80 31	4 62261
München	ZN	Prannerstraße 8	22 89 61	5 23224
Münster (Westf.)	TB	Herwarthstraße 6–8	4 06 31	8 92828
Nürnberg	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	2 87 21	6 22251
Osnabrück	TB	Möserstraße 28	3 28 47	9 4827
Regensburg	IB	Maximilianstraße 29	62 24/28	6 5807
Rottweil	IB	Am Stadtgraben 12	8 06/07	7 62889
Saarbrücken	ZN	Mainzer Straße 139	6 49 41	4 42226
Salzgitter-Watenstedt	IB	Hauptstraße 66	5 22 75	9 52730
Siegen	TB	Sandstraße 38	2 67 41	8 7635
Stuttgart	ZN	Geschwister-Scholl-Str. 24–26	29 97 61	7 23941
Ulm	TB	Frauenstraße 9	6 12 41	7 12826
Wetzlar	TB	Karl-Kellner-Ring 25	34 51	4 83845
Wiesbaden	IB	Adolfsallee 27/29	5 95 25	4 186701
Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Straße 8	2 61 87	2 5305
Wuppertal-Elberfeld	TB	Neumarktstraße 52	4 16 61	8 512853
Würzburg	TB	Theaterstraße 25	5 08 50	6 88 44

ZN = Zweigniederlassung TB = Technisches Büro IB = Ingenieurbüro

SIEMENS

Bestell-Nr. 1-6300-007 Printed in Germany 46215.